



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA



Máster Universitario
en Tecnologías, Sistemas y
Redes de Comunicaciones

DISPOSITIVOS CODIFICADORES / DECODIFICADORES MULTI-BANDA BASADOS EN REDES DE DIFRACCIÓN SUPERESTRUCTURADAS PARA APLICACIONES WDM- OCDMA.

Autor: Rocío Baños López

Director 1: Daniel Pastor Abellán

Director 2: Waldimar Amaya Ocampo

Fecha de comienzo: 1/03/2011

Lugar de trabajo: Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas del iTEAM

Objetivos —

Los objetivos del presente trabajo son en el diseño, fabricación, caracterización y verificación del funcionamiento de dispositivos codificadores y decodificadores multi-banda basados en redes de difracción super estructuradas (*Super-Structured Fiber Bragg Gratings*, SSFBG) para ser utilizados en multiplexación por división en código óptico (*Optical Code Division Multiple Access*) de tipo coherente en Secuencia Directa (OCDMA-DS).

Metodología —

Para la consecución de nuestros objetivos ha sido necesario un estudio teórico previo de los dispositivos utilizados como codificadores y decodificadores basados en SSFBGs. De la misma manera se estudió el proceso de fabricación, con el fin de obtener las premisas necesarias para la fabricación de dispositivos multi-banda. Finalmente, se procedió a su verificación emulando un sistema real WDM/OCDMA de 4 usuarios.

Desarrollos teóricos realizados —

Para obtener las características necesarias para la fabricación de dispositivos multi-banda, ha sido necesario un estudio teórico previo de las redes SSFBG que hasta la fecha se venían fabricando, así como del proceso de fabricación. Partiendo de dicho estudio se evaluaron los parámetros de modelado y fabricación que se deberían modificar para conseguir su funcionamiento multi-banda. Igualmente se desarrolló un estudio teórico previo sobre el funcionamiento de estos dispositivos corroborándose experimentalmente tras su fabricación.

Desarrollo de prototipos y trabajo de laboratorio —

Con los resultados obtenidos en el estudio teórico se fabricaron 7 dispositivos multi-banda, los cuales fueron caracterizados, a fin de verificar su comportamiento. Estos dispositivos eran el elemento clave para la implementación de un sistema prototipo de WDM/OCDMA de cuatro usuarios. El prototipo WDM/OCDMA emulo un sistema de cuatro transmisores con diferentes longitudes de onda (canales) adyacentes, separadas 0.8 nm (canalización ITU), los cuales eran codificados y decodificados a fin de obtener las señales de Autocorrelación y Correlación Cruzada de cada usuario.

Resultados —

Se ha propuesto y demostrado experimentalmente la posibilidad de fabricar dispositivos cod/decodificadores multicanal de banda ancha para aplicaciones en sistemas con codificación coherente en secuencia directa WDM-OCDMA. Los dispositivos fabricados poseen una envolvente espectral inversamente proporcional al ancho del chip (elemento unitario del codificador) utilizado para su fabricación, la cual es suficientemente ancha para albergar al menos 4 canales ITU, los cuales serán empleados para la codificación multi-banda. Podemos ver que los chips en estos dispositivos han sido mas cortos que en los empleados en dispositivos anteriores lo que permite obtener una envolvente espectral más ancha, y por tanto el comportamiento que buscamos para la codificación/decodificación multi-banda.

Se han fabricado un juego de dispositivos SSFBG multi-banda, grabadas con un código bipolar de 63 chips, con una separación de 1 mm, que se traduce en una periodicidad espectral de 100 GHz (0.8 nm) acorde con los canales de la ITU. Los dispositivos fabricados nos proporcionan cuatro sub-bandas de 100 GHz, con una penalización máxima por pérdidas de inserción entre las banda central y las laterales de 4 dB.

Líneas futuras —

Trabajando en la misma línea se propone el diseño y verificación de nuevos dispositivos que solventen las pérdidas de potencia de inserción debidas a la envolvente del propio dispositivo, creando así codificadores planos espectralmente.

Uno de los trabajos propuestos es el diseño, fabricación y verificación de dispositivos codificadores y compensadores de dispersión cromática. Obtendríamos así dispositivos capaces de compensar la dispersión introducida por la transmisión de los pulso a través de largas distancias de fibra, cuyo efecto negativo es muy relevante en OCDMA.

Publicaciones —

Este trabajo de investigación ha dado lugar a diferentes contribuciones. La primera de ellas con título “*Multi-channel en/decoding devices for WDM – Coherent Direct Sequence OCDMA applications based on Super Structured Fibre Bragg gratings.*” En la 13th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2011).

Una segunda contribución a nivel nacional, con título “*Cod/Decodificadores Multicanal Para Aplicaciones WDM-OCDMA Basados En Redes De Difraccion De Bragg*” en el XXVI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI 2011.

Y finalmente, un artículo de investigación para la revista Optics Express, con título “*WDM-Coherent OCDMA over one single device based on Short Chip Super Structured Fiber Bragg Gratings*”

Abstract —

En el presente trabajo se proponen nuevos dispositivos codificadores/decodificadores para ser utilizados en OCDMA, centrándonos en su implementación mediante redes de difracción de Bragg (SSFBG). Hasta la fecha, las SSFBG de las que disponíamos presentaban una limitación en cuanto a ancho de banda útil para la codificación/decodificación, requiriendo tantos dispositivos como canales y usuarios. Este trabajo presenta unos dispositivos con un funcionamiento multi-banda, pudiendo así, mediante un único dispositivo albergar varios (en el presente trabajo hasta 4) canales diferentes de transmisión, eliminando así la necesidad de utilizar tantos dispositivos como canales quisiéramos implementar o la posibilidad de hacer broadcasting. El objetivo final de esta tesina consiste en la verificación de funcionamiento de esta propuesta de dispositivos codificadores multi-banda para OCDMA.

Autor: Baños López, Rocío: robaolo@iteam.upv.es

Director 1: Pastor Abellán, Daniel: dpastor@ddcom.upv.es

Director 2: Amaya Ocampo, Waldimar: walamoc@doctor.upv.es,

Fecha de entrega: 16 de Julio de 2012

ÍNDICE

I. Introducción.....	5
I.1 ¿Por qué OCDMA?	7
II. Fundamentos de OCDMA.....	8
II.1 Clasificación de las técnicas OCDMA.....	8
II.2 Coherent DS-OCDMA	9
II.3 OCDMA / WDM	11
III. Dispositivos codificadores SSFBG.	12
III.1 Desarrollo Teórico.....	12
III.2 Redes multi-banda propuestas.....	18
III.3 Fabricación de las redes multi-banda.	20
III.4 Verificación experimental de la cod/decodificación multi-banda.	24
IV. Conclusiones y líneas futuras	31
VI. Agradecimientos.....	33
VII.Bibliografía.....	34
VIII.Anexos.....	36

I. INTRODUCCIÓN.

En los últimos años los servicios de telecomunicaciones han experimentado un crecimiento exponencial en lo que se refiere al ancho de banda demandado por los usuarios. Desde que surgieron los servicios de internet de banda ancha y con ellos, los conocidos servicios *triple play*, ya se podía entrever que la capacidad ofrecida por las redes basadas en cable coaxial iba a llegar a su límite, empezando a desarrollarse las redes basadas en fibra óptica.

De forma incesante han ido surgiendo otros tipos de servicios, como internet de alta velocidad *everywhere*, video llamadas, video conferencias, juegos online de alta definición, televisión a la carta (sobre IP), de alta definición (HDTV) e incluso en 3D, entre otros, que requieren cada vez de un mayor ancho de banda. Se ha llegado así a un punto en el que la extensión de la fibra óptica es la única solución que proporciona la infraestructura necesaria para servir la gran demanda de ancho de banda[1].

En este sentido, en diferentes partes del mundo se han desarrollado diferentes modelos redes de acceso de Fiber To The X (FTTx), que acercan la fibra óptica en última instancia hasta el usuario final (FTT-Home) [2]. Las redes FTTx pueden tener una estructura física punto a punto o punto-multipunto, y su mayoría están basadas en redes ópticas pasivas (PON), debido a su bajo coste de mantenimiento y consumo de energía. Algunos de los requisitos de las futuras redes de acceso se basan en la máxima reutilización de la infraestructura existente para redes PON (ODNs), así como flexibilizar la capacidad de actualización, el aumento del ancho de banda/capacidad actuales y optimización de la tecnología existente a fin de mejorar las redes en términos de coste, rendimiento y energía.

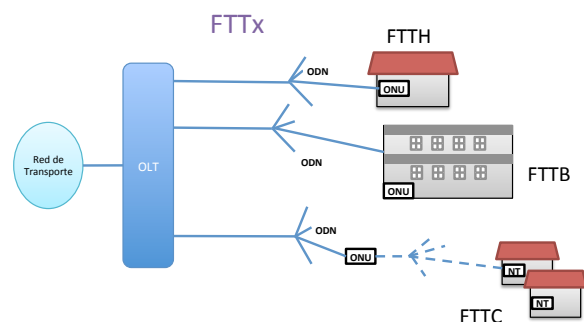


Figura I.1 FTTx

Las técnicas de acceso múltiple que se utilizan y que se proponen para las futuras redes de acceso [3] en fibra óptica pueden dividirse en cuatro categorías: por división en tiempo (Optical Time Division Multiple Access, TDMA), división en longitud de onda (Wavelength Division Multiplex Access, WDMA), en frecuencia (ortogonal frequency division multiple Access OFDMA) o mediante códigos (Optical Code Division Multiple Access, OCDMA).

– TDMA

El funcionamiento de TDMA se basa en una división temporal del ancho de banda, donde cada usuario es capaz de transmitir datos únicamente en el slot temporal asignado, bien de forma estática o dinámica. El ancho de banda total es compartido por todos los emisores lo cual

repercute en una disminución de la tasa efectiva. Es una técnica que precisa de un control en el acceso y en la transmisión de datos, a fin de evitar la colisión entre usuarios.

– WDMA

En este tipo de técnica, cada usuario transmite en un canal que viene definido por su longitud de onda. A diferencia de TDMA, cada uno de los canales hace uso continuado e independiente del ancho de banda, eliminando así la necesidad de controlar los tiempos de acceso (conexiones asíncronas) e incrementando la eficiencia en el uso del ancho de banda. Sin embargo, están limitados por el número de canales que pueden soportar [4].

– OFDMA

OFDM está basada en la asignación de diferentes sub-portadoras ortogonales entre sí a cada usuario. Así OFDMA se define como una técnica de acceso en la cual la información se reparte entre las sub-portadoras y el acceso múltiple en el tiempo, ofreciendo un ancho de banda dinámico al usuario. Esta técnica destaca especialmente por su tolerancia frente a la dispersión cromática, siendo demostradas por primera vez para redes PON en[5].

– OCDMA

OCDMA es una técnica de acceso en la que cada usuario viene definido unívocamente por código. Al igual que WDM, permite comunicaciones asíncronas y no tiene limitación de ancho de banda. Tiene capacidad para ofrecer un mayor número de usuarios que WDMA, ya que están limitados por el número de longitudes de onda disponibles. Sin embargo, tiene que lidiar con una mayor tasa de error (BER) debida a la interferencia multiusuario. Su mayor limitación viene dada por la inmadurez de los dispositivos ópticos (cod/decodificadores) que son necesarios para su implantación.

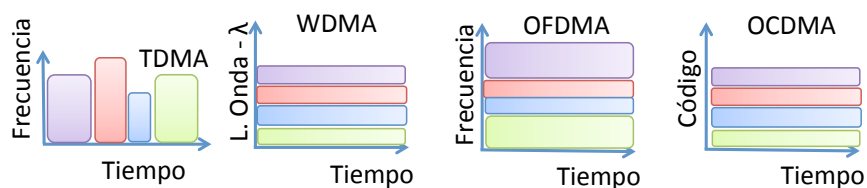


Figura I.2

Tanto OCDMA como OFDMA se presentan como tecnologías alternativas que permitirían la mejora de capacidad y eficiencia espectral, siendo totalmente compatibles con la tecnología ya existente. En el presente trabajo nos hemos centrado en uso de OCDMA como técnica de acceso, a través de multiplexación en longitud de onda OCDMA/WDM.

1.1 ¿Por qué OCDMA?

OCDMA se postula como una prometedora técnica de acceso en las redes de próxima generación [6]. Como se apuntó anteriormente, su principal limitación viene definida por los dispositivos ópticos utilizados para codificar y decodificar. Sin embargo, la implementación de este tipo de dispositivos elude otros problemas que están presentes en sistemas con técnicas de acceso en tiempo o longitud de onda. A rasgos generales se enumeran algunos de los argumentos que la respaldan [7][8]:

- Proporciona una comunicación totalmente asíncrona tanto en el enlace de subida como en el de bajada, evitando las colisiones, y sin necesidad de añadir ningún protocolo de control del canal.
- Es capaz de dar cabida a un número de usuarios mucho mayor que TDMA o WDMA.
- Es capaz de ofrecer la misma topología virtual de WDMA, punto a punto sobre una arquitectura física de árbol, pero a diferencia de WDMA que necesita multiplexores o filtros individualizados para cada usuario, sólo requiere el uso de acopladores, dispositivos muy baratos, pero eso sí, a costa de una pérdida de potencia.
- La unión de nuevos usuarios a la red no repercute a otros usuarios, a diferencia de TDMA y WDMA.
- Es capaz de implementar clases de tráfico utilizando códigos con diferentes longitudes simultáneamente.
- Es transparente, al igual WDMA.
- Es una técnica de acceso con seguridad. Mediante la codificación óptica estamos añadiendo además de forma inherente una “encriptación” adicional a los datos, que para WDMA o TDMA se debe proporcionar a nivel eléctrico[9].

Avances recientes en el uso de dispositivos cod/decodificadores junto con técnicas de time-gating [10] hacen de OCDMA una alternativa de técnica de acceso en los sistemas FTTH. En posteriores capítulos se desarrollarán los fundamentos teóricos de OCDMA, así como los dispositivos de cod/decodificación propuestos para su implementación, y se verificará su funcionamiento.

II. FUNDAMENTOS DE OCDMA

Entre las ventajas que ofrece la utilización de fibra óptica destaca el ancho de banda teórico ilimitado que puede proporcionar. Este hecho, unido al buen resultado que ha obtenido la tecnología CDMA en las comunicaciones inalámbricas ha provocado que en los últimos años se apliquen éstas técnicas en el dominio Óptico (OCDA).

II.1 Clasificación de las técnicas OCDA.

OCDA, de forma análoga a la tecnología inalámbrica, se basa en la utilización de técnicas de espectro expandido que permiten que los usuarios compartan el canal de comunicaciones sin necesidad de que esta comunicación sea síncrona, utilizando todo el ancho de banda disponible.

Dentro de OCDA como técnica de acceso, existen dos formas de clasificación. Si atendemos a la clasificación dimensional, podemos hacer una división en unidimensionales: OCDA en tiempo (como Direct Sequence-OCDA) y OCDA en frecuencia (Frequency Hopping -OCDA). Y bidimensionales: 2D-OCDA, siendo un híbrido tiempo/frecuencia.

Es posible hacer otra clasificación dependiendo del principio de funcionamiento empleado para la codificación de la información, dividiéndose en OCDA Coherente e Incoherente [11].

Las técnicas incoherentes de OCDA son aquellas que utilizan únicamente la potencia o intensidad del campo óptico en la codificación de las señales. La utilización de técnicas incoherentes, tiene limitaciones en cuanto al número de códigos unipolares y ortogonales disponibles ya que únicamente trabaja con señales unipolares (0,1). El conjunto de códigos posibles no es muy extenso, por lo que es más difícil proporcionar un número de códigos suficientes para una red real, y además los códigos utilizados son de bajo peso. Estas características implican que se obtengan relaciones pobres entre las señales de autocorrelación (señal) y las señales de cross-correlación (interferencia entre usuario), y que se eleve la tasa de error de bit (BER).

Sin embargo, estas limitaciones se ven subsanadas mediante el uso de OCDA coherente. Las técnicas coherentes trabajan con códigos bipolares (-1 +1) o multipolares con distintos niveles de fase óptica, y por tanto hacen uso tanto del módulo como de la fase del campo óptico. Esto significa que la señal a codificar puede verse modificada tanto en amplitud como en fase.

De acuerdo con [12] la utilización de OCDA coherente con respecto a la incoherente consigue mejor eficiencia espectral, mayor relación señal-interferencia-ruido, un conjunto mayor de palabras códigos, aumenta el número de usuarios posibles y mejora la tasa de error de bit.

La mayor limitación que presenta OCDMA Coherente, además de los dispositivos necesarios, es el ruido de batido y la influencia de la interferencia multiusuario (MAI), ambos ruidos dominantes en este tipo de sistemas.

Es cierto que el uso de códigos más largos atenúa este efecto, pero hay que tener en cuenta que la señal codificada es muy susceptible a los efectos de la dispersión en su transmisión [14], ya que CDS-OCDMA (*Coherent Direct Sequence OCDMA*) utiliza pulsos ópticos muy estrechos, que se ven muy afectados por los efectos de dispersión cromática y efectos no lineales durante su transmisión, por lo que hay que llegar a un compromiso entre longitud del código e interferencias.

II.2 Coherent DS-OCDMA

DS-OCDMA se sitúa como la técnica coherente de multiplexación que presenta mejores propiedades de correlación y eficiencia frecuencial[12].

El funcionamiento de CDS-OCDMA (*Coherent Direct Sequence OCDMA*), se basa en transmitir cada bit de información como una secuencia código que define a cada usuario. La señal codificada será transmitida por la red y en recepción la señal deseada será seleccionada por el decodificador oportuno (basado en un filtro adaptado) seguido de una técnica de *time gating* y/o *thresholding*, que nos permita discernir entre autocorrelación y correlación cruzada. La salida del decodificador será la correlación entre la señal de entrada y el filtro adaptado. De este modo, si se hace una elección de los códigos apropiada, se obtendrá la transmisión de información simultáneamente de forma asíncrona, y sin interferencia entre usuarios (código ortogonales).

Gráficamente el proceso de codificación puede verse en la Figura II.1, donde se representa un codificador de 7 bit únicamente con cambios de fase.

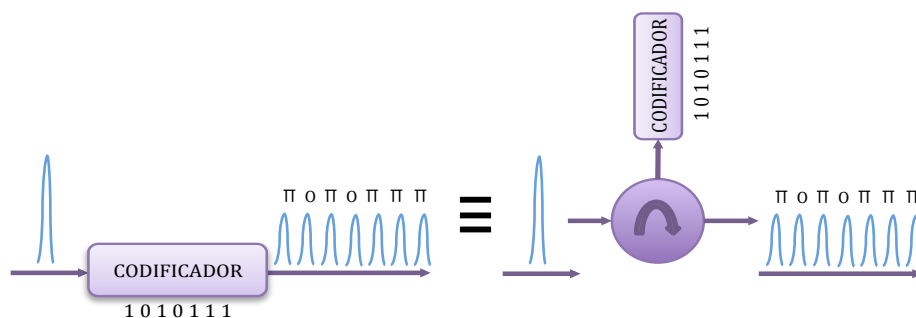


Figura II.1 Diagrama de bloques y esquema real del proceso de codificación.

Cada pulso óptico de entrada será codificado, obteniéndose una secuencia de N pulsos (longitud del código) a la salida del codificador. Cada uno de estos pulsos de salida son denominados chips.

Cada uno de estos chips, contendrá la información definida por el código implementada y cada uno de los chips de salida tendrán una característica de amplitud (en este caso constante) y un cambio de fase acorde con la palabra código implementada.

Para proceder a la decodificación, será necesario disponer de un dispositivo que actúe como filtro adaptado. Esto es, que realice el procedimiento inverso en el dominio del tiempo y que posea las fases conjugadas.

De esta forma cuando un pulso sea codificado y decodificado por una pareja de códigos complementarios, se obtendrá el máximo pico de autocorrelación (ACP), mientras que se obtendrá la señal de correlación cruzada (XC) cuando emisor y receptor no utilicen las parejas codificadora y decodificadora correcta (códigos diferentes). La palabra código que representa un bit de información, será transmitida por la red, siendo decodificada únicamente por aquel receptor cuyo código implementado sea el apropiado.

A nivel conceptual CDS-OCDMA es fácil de asimilar, sin embargo existen ciertos aspectos que hay que tener en cuenta a la hora de su implementación práctica. Un aspecto fundamental de esta técnica son los códigos utilizados.

Los códigos que se utilizan, al igual que en radiofrecuencia, usan patrones de chips que son conocidos por M-sequences o combinaciones de éstas, tales como los Gold Codes, los Kassami Codes o los Walsh-Hadamard Codes [15][16]. Este tipo de secuencias de códigos o combinaciones presentan las propiedades necesarias de autocorrelación, correlación cruzada y ortogonalidad en radiofrecuencia, con un comportamiento equivalente en el dominio óptico.

La longitud de código utilizado, tiene implicaciones con respecto al número de usuarios a los que puede dar servicio, ya que el número máximo de usuarios viene determinado por la longitud de la familia código. Además, existen ciertas limitaciones en la longitud del código a fin de poder detectar los picos de autocorrelación en presencia de la interferencia multiusuario (MAI).

La interferencia puede ser subsanada, elevando la longitud de los códigos utilizados[13], pero repercute en un menor ancho de banda disponible por el usuario, debido que a mayor longitud de los códigos la dispersión que sufren los datos comienza a ser limitante[14].

Debido a la importancia de los códigos implementados, las familias de códigos que se utilicen deben tener ciertas cualidades, como por ejemplo, que los códigos implementados posean correlaciones lo más bajas posibles con versiones desplazadas de ellos mismos, o de otros códigos de la familia.

En los dispositivos que se proponen en el presente trabajo se hace uso de códigos bipolares pertenecientes a una familia de Gold-Codes de 63 chips, con un total de 63 palabras código ortogonales.

II.3 OCDMA / WDM

La codificación mediante secuencia directa coherente (CDS) de OCDMA puede ser implementada en combinación con otras señales en WDM, o incluso, transmitida dentro de bandas WDM, como se presenta en y como se propone en este trabajo.

- Multiplexación WDM

Los sistemas basados en multiplexación WDM, pueden dividirse en diferentes tipos dependiendo de la separación espectral entre cada uno de los canales. Se definen dos tipos: los Coarse-WDM (CWDM) y los Dense WDM (DWDM).

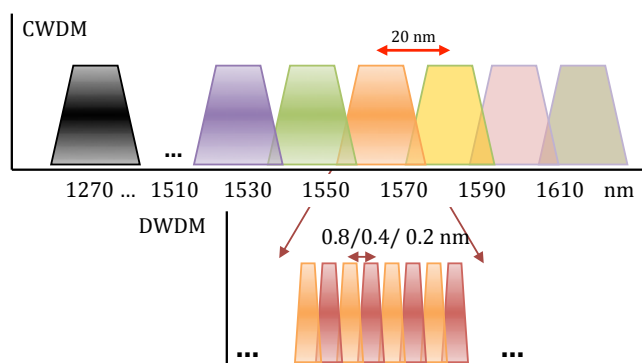


Figura II.2 Coarse y Dense WDM.

Los sistemas con multiplexación CWDM son capaces de dividir el espectro disponible hasta en 18 canales, con una separación entre canales de 20 nm, pero ocupando todo el ancho de banda disponible (~340 nm), mientras que su formato denso DWDM se puede o bien transmitir 40 canales con un espaciado de 100 GHz (0.8 nm en longitud de onda), tener 80 canales con un espaciado de 50 GHz (0.4 nm) o en última instancia la *Ultra Dense WDM* donde se pueden conseguir hasta 160 canales, con un ancho de banda de 25 GHz, según lo estipulado en el estándar ITU-T G.692.(Figura II.2)

El presente trabajo se basa en la utilización de OCDMA como técnica de acceso, mediante multiplexación en longitud de onda (DWDM 0.8 nm). De esta manera, en cada canal, podremos tener hasta N usuarios definidos por un código diferente.

OCDMA/WDM

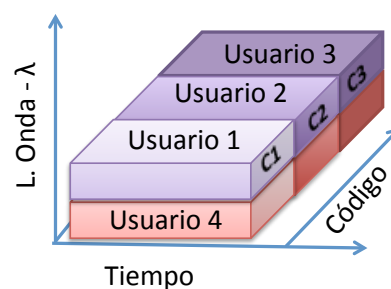


Figura II.3 OCDMA/WDM

III. DISPOSITIVOS CODIFICADORES SSFBG.

Uno de los aspectos más importantes es la tecnología elegida para la implementación de los dispositivos utilizados para codificación y decodificación. En la literatura existen diversas propuestas [18][19][20] tanto en circuitos planares (Planar Linear Circuits PLC) como por medio de redes de difracción superestructuradas (SSFBG).

Los primeros presentan la ventaja inherente de la estabilidad de fase en la estructura interna del componente así como la libertad en el diseño de componentes de tipo FIR (Finite Impulse Response), o el empleo de acopladores Dragone multipuerto. Además se puede emplear el efecto termo-óptico para sintonizar la fase óptica impuesta a los chips por lo que tendrían la característica de sintonizabilidad. Por el contrario las propuestas de dispositivos codificadores CDS_OCDMA en tecnología óptica integrada se han circunscrito a componentes con un reducido número de chips (~ 16) a lo que hay que añadir las pérdidas de inserción derivadas de la falta de compatibilidad entre fibra y la tecnología óptica integrada y el alto coste de diseño y fabricación por lo menos a nivel de prototipos.

En el presente trabajo se aborda la fabricación de los dispositivos multi-banda mediante redes de difracción superestructuradas. Esta tecnología es totalmente compatible con la fibra de transmisión, permite la implementación de códigos de gran longitud (>512) [18], y el diseño y fabricación de componentes resulta mucho más directo y barato, especialmente para el Grupo de Comunicaciones Ópticas y Quánticas (GCOQ), en el que se ha desarrollado la tesina, dado que dispone de ésta posibilidad.

III.1 Desarrollo Teórico.

Las redes de difracción que se utilizan para los dispositivos utilizados en DS-OCDMA se denominan superestructuradas (SSFBG). Estas redes pueden ser definidas como una concatenación de diferentes redes individuales que definirán las características de amplitud y fase de cada uno de los chips que conforman la palabra código.

Este tipo de dispositivos se pueden modelar temporalmente, asumiendo el régimen de baja reflectividad, como el sumatorio de las contribuciones individuales de cada uno de los chips que forman la palabra código, y que puede verse en

$$(1).$$

Se hace uso de $a_p^{cod}(k)$ que atiende a la característica en amplitud de cada chip, y $\varphi_{k,p}$ que se define como su característica en fase. El código inscrito se denotaría por p , y cada uno de los chips son representados por k , por último, la separación temporal entre los chips viene dada por t_{ch} .

$$h_{Pideal}^{cod}(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2} a_p^{cod}(k) \cdot e^{jq_{p,k}^{cod}} \delta(t - kt_{ch}) \quad (1)$$

En (1) se ha definido la respuesta ideal del dispositivo, que presentar una reflectividad puntual equiespaciada t_{ch} en el tiempo, sin embargo, en la implementación mediante redes SSFBG, el grabado en la fibra óptica de cada uno de los chips de la palabra código proporciona una reflectividad distribuida a lo largo de cada uno de los chips, que se modela matemáticamente como $h_{chip}(t)$, superponiéndose a la respuesta ideal.

Esta reflectividad distribuida implica que en el modelado matemático debemos incluir un término adicional, que incluya este efecto inherente al proceso de fabricación. La respuesta final puede definirse como sigue:

$$h_{Pideal}^{cod}(t) = h_{chip}(t) \otimes \sum_{k=-N/2}^{N/2} a_p^{cod}(k) \cdot e^{jq_{p,k}^{cod}} \delta(t - kt_{ch}) \quad (2)$$

En la ecuación (2) tenemos la respuesta final, que está compuesta por la convolución de $h_{chip}(t)$ y la respuesta ideal, formada por el sumatorio de la contribución de cada uno de los chips que forma la palabra código emulando una reflectividad puntual (i.e deltas).

La generación de un tren de pulsos copias del original, se traduce en una periodicidad espectral (FRP, *Frequency Repetition Period*) equivalente a la inversa de la separación temporal entre cada uno de estos chips ($1/t_{ch}$). Su respuesta espectral queda escrita en

$$H(\omega) = H_{chip}(\omega) \cdot \sum_{k=-N/2}^{N/2} a_p^{cod}(k) \cdot e^{jq_{p,k}^{cod}} \cdot e^{jk\omega t_{ch}} \quad (3), \text{ y pueden diferenciarse}$$

dos partes, la primera $H_{chip}(\omega)$, que modela la envolvente espectral determinada por la transformada de Fourier de $h_{chip}(t)$, y la segunda, que es la equivalente a $H_{IDEAL}(\omega)$.

$$H(\omega) = H_{chip}(\omega) \cdot \sum_{k=-N/2}^{N/2} a_p^{cod}(k) \cdot e^{jq_{p,k}^{cod}} \cdot e^{jk\omega t_{ch}} \quad (3)$$

Retomando el procedimiento de codificación y decodificación mediante código ortogonales, el decodificador se define de forma análoga al codificador, con la peculiaridad de que el código se inscribe temporalmente invertido y con fases conjugadas. De esta manera la respuesta completa del proceso de codificación y decodificación podría escribirse como una convolución de dos contribuciones como puede verse en

(4).

Se representa como $x(t)$ el pulso de entrada al sistema, y como $h_{p,q}^{sistema}(t)$ el término que modela la respuesta conjunta del codificador y el decodificador.

$$y_{p,q}(t) = x(t) \otimes h_{p,q}^{sistema}(t) \quad (4)$$

Por simplicidad, podríamos recomponer la respuesta total, aunando los términos que aluden al modelo ideal de codificador y decodificador en $h_{p,q}^{cod/decod}(t)$ y los términos que se corresponden con el pulso de entrada y el proceso de fabricación en $h_{pulso}(t)$. De esta forma, el pulso de entrada $x(t)$, se vería a su vez modificado por la envolvente $h_{chip}(t)$ propia de los dispositivos, que se suponen iguales para codificador y decodificador, pudiendo definirse de la forma:

$$h_{pulso}(t) = x(t) \otimes h_{chip}^p(t) \otimes h_{chip}^q(t) \quad (5)$$

Equivalentemente se define el término que modela la respuesta ideal del codificador y el decodificador como:

$$h_{p,q}^{cod/decod} = \sum_{k=-N/2}^{N/2} a_p^{cod}(k) \cdot e^{j\varphi_{p,k}^{cod}} \cdot \delta(t - kt_{ch}) \otimes \sum_{l=-N/2}^{N/2} a_q^{decod}(k) \cdot e^{j\varphi_{q,l}^{decod}} \cdot \delta(t - lt_{ch}) \quad (6)$$

Donde los subíndices l y k apuntan a la posición del chip dentro del código y p y q representan el código implementado en codificador y decodificador respectivamente.

El funcionamiento del sistema puede verse gráficamente en la Figura III.1. El pulso de entrada puede verse en Figura III.1-a) y la señal codificada por el emisor Figura III.1-b). Posteriormente, la señal codificada se transmitirá hasta llegar al decodificador.

La señal reflejada en el decodificador, será la señal de correlación, y tendrá una duración temporal igual al doble de la señal codificada, ya que representa una convolución temporal de una señal de duración $N t_{ch}$, y un dispositivo cuya respuesta temporal tiene también una duración $N t_{ch}$, siendo N la longitud del código.

Cuando el código de ambos dispositivos coincida ($p=q$), la energía se reagrupará de forma que se recuperará el pulso de entrada, obteniendo en el fotodetector la señal de autocorrelación (Figura III.1-c)).

Si la codificación y decodificación se producen con código diferentes, la energía transmitida no se reagrupará de forma apropiada para construir el ACP sino que se encontrará repartida en el tiempo a lo largo de $(2N-1)t_{ch}$ y tendremos una señal denominada Correlación Cruzada (XC) (Figura III.1-d)).



Figura III.1 Esquemático del proceso de codificación y decodificación.

La señal de autocorrelación (ACP) está formada por tanto por un pico máximo de señal en su centro, i.e la recuperación del pulso inicial a la entrada, y un pedestal de bajo nivel de amplitud y de duración igual al doble de la señal codificada denominado en terminología anglosajona *Wings*. Por otra parte, la señal de correlación cruzada (XC, $p \neq q$) está formada únicamente por el pedestal, producto de la convolución temporal de códigos diferentes en el codificador y en el decodificador. Desde el punto de vista del receptor, se suele adoptar alguna técnica de *time gating* electrónica u óptica, a fin de obtener un promedio de la potencia únicamente en un intervalo definido como T_g alrededor del máximo de la señal decodificada. Este tipo de técnicas requieren de dispositivos electrónicos que trabajen a alta velocidad, o bien de técnicas ópticas basadas en efectos no lineales, lo que complica y encarece el proceso. Sin embargo, su uso nos permite reducir la interferencia multiusuario drásticamente y diferenciar la señal deseada de ACP del conjunto de señales interferentes XC.

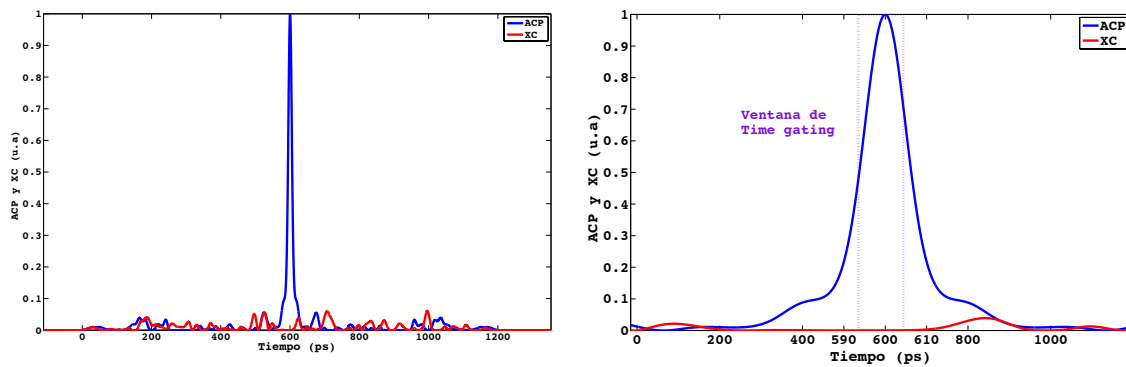


Figura III.2

De esta forma, podemos definir matemáticamente el ACP como la potencia media alrededor del valor de pico máximo de la señal, en un intervalo T_g , como puede verse en (7). Este intervalo T_g puede ser del orden del intervalo entre chips t_{ch} o algo inferior dependiendo de la anchura total del sistema codificador /decodificador $h_{pulso}(t)$.

$$acp_{p,p} = \frac{1}{T_g} \int_{-T_g/2}^{T_g/2} |y_{p,p}(t)|^2 dt \quad (7)$$

Lo potencia de las *wings*, que es el término utilizado para definir el pedestal que acompaña al pico máximo de autocorrelación, se definirá como la potencia media a lo largo de toda la señal temporal (T_{total}) fuera del tiempo de gating alrededor del máximo del ACP, de la forma expuesta en

(8).

$$\omega_p = \frac{1}{T_{Total}} \left[\int_{-T_{Total}/2}^{T_g/2} |y_{p,p}(t)|^2 dt + \int_{-T_g/2}^{T_{Total}/2} |y_{p,p}(t)|^2 dt \right] \quad (8)$$

La señal de correlación cruzada (9), es la señal interferente que se obtiene en la recepción de una señal codificada con un código diferente al implementado en el decodificador bajo estudio. Esta señal es independiente temporalmente de la señal de pico de autocorrelación, y por ello, se tomará como la potencia media de la señal recibida en T_{total} .

$$c_{p,q} = \frac{1}{T_{Total}} \int_{-T_{Total}/2}^{T_{Total}/2} |y_{p,q}(t)|^2 dt \quad (9)$$

Para evaluar la calidad de los códigos pertenecientes a una familia puede utilizarse la relación r_w descrita en (10) donde M es el total de códigos de la familia bajo estudio. Se define así la relación acp_p/ω_p .

$$r_w = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M \frac{acp_p}{\omega_p} \quad (10)$$

Para finalizar, se debe plantear una última relación, entre la autocorrelación y la correlación cruzada, de la forma definida en (11). A través de este ratio r_g , se puede calcular la calidad del sistema, i.e, la relación existente entre la potencia de la señal decodificada con el decodificador adecuado (acp_p), frente a la potencia media de la señal interferente proveniente de cada uno de todos los posibles decodificadores ($c_{p,q}$).

$$r_g = \frac{1}{M \cdot (M-1)} \sum_{p=1}^M \sum_{q \neq p}^M \frac{acp_p}{c_{p,q}} \quad (11)$$

En este trabajo se proponen dispositivos codificadores basados en una familia de códigos *gold-code* con $M=32$, y una longitud de $N=63$ chips. En la Figura III.3 puede verse la evolución teórica del ratio r_g y r_w , en función del ancho de banda a mitad de máximo (FWHM).

En la simulación, se toma como tiempo de gating (T_g) el tiempo de separación entre los chips que forman la SSFBG, que denominamos t_{ch} definidos por la longitud del chip l_{chip} . La longitud del chip define físicamente la separación de cada una de las redes, y es por ello que determina el tiempo que emplea el pulso óptico en recorrer el camino de ida y vuelta (t_{ch}) existente entre cada uno de los pulsos que forman la respuesta temporal del dispositivo, de la forma:

$$t_{ch} = 2 \frac{l_{chip}}{c} n \quad (12)$$

Ambos ratios se representan con respecto a FWHM/FRP en unidades adimensionales, que relaciona el ancho del chip σ_{chip} (FWHM) y la separación entre ellos t_{ch} (FRP).

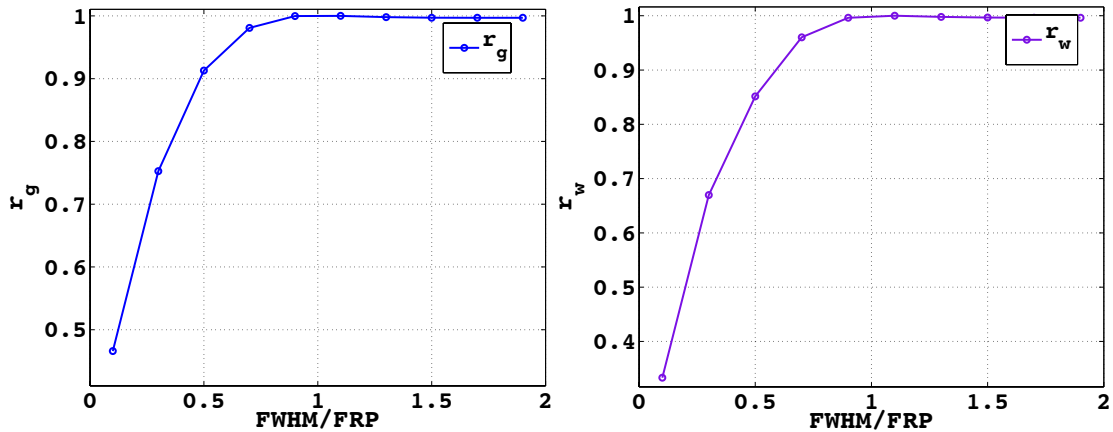


Figura III.3 Valor medio de los ratio r_g y r_w normalizado al máximo.

Al observarlas con detenimiento, se distinguen claramente dos zonas. Gráficamente se puede como ratios, r_g y r_w crecen de manera continua para valores de FWHM/FRP menor a 1. Mientras que ambos ratios convergen a su máximo valor a partir de FWHM/FRP igual a 1. Este proceder de ambos ratios se interpreta de la siguiente manera: los dispositivos tienen un comportamiento periódico definido por FRP, nuestra señal a codificar tiene un ancho de banda a mitad del máximo FWHM. Si la energía de nuestra señal a codificar se extiende en un espectro menor que el ancho que el del dispositivo codificador (FWHM/FRP menor a 1), entonces estaremos desaprovechando el espectro de codificador disponible y tendremos una pérdida de capacidad. Sin embargo, cuando la energía de la señal a codificar se extiende a lo largo de un FRP, obtenemos la máxima capacidad del código, ya que aunque este ratio aumentara (FWHM/FRP mayor a 1) la información que añade es redundante, ya que espectralmente se repite.

III.2 Redes multi-banda propuestas.

Existen diferentes procedimientos en la fabricación de redes de difracción basados en la técnica de máscara de fase [26]. Uno de los más utilizados para las redes de difracción superestructuradas se basa en la perturbación del índice de refracción ($\delta(n)$) de cada chip de forma uniforme, lo que proporciona una reflectividad uniformemente distribuida a lo largo de todo el chip (Figura III.4). Esta variación del perfil del índice uniforme se puede modelar matemáticamente como un perfil de chip con forma cuadrada ($h_{chip}(t)$). En cuyo caso, la envolvente de la respuesta frecuencial tiene forma de una *sinc*, presentando un lóbulo principal con un ancho de banda a -3 dB de aproximadamente 0.9 FRP. La respuesta espectral presenta además nulos a los múltiplos del FRP, como se puede ver representado en la Figura III.5, junto con la envolvente que tendría la utilización de un chip con perfil gaussiano.

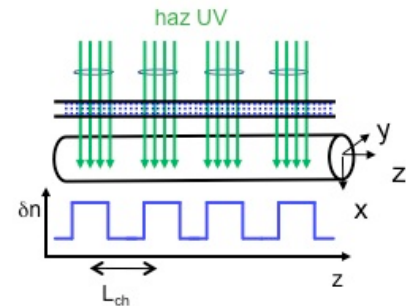


Figura III.4

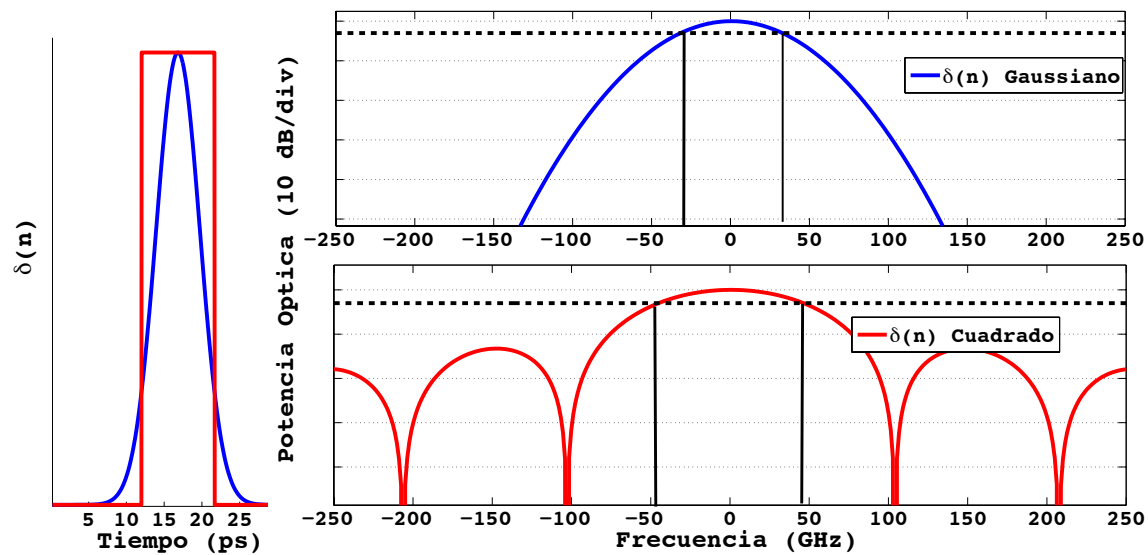


Figura III.5 Envolvente espectral de un perfil uniforme y un perfil gaussiano.

Debido a los nulos de la respuesta espectral en los múltiplos del FPR sólo es posible utilizar la banda central en el proceso de codificación y/o decodificación.

En el presente trabajo se propone la utilización de una perfil Gaussiano en el proceso de grabado de las SSFBGs. Este perfil Gaussiano viene determinado por el haz UV, y a diferencia de la técnica de grabado, cuyo fin es un perfil de índice uniforme realizando múltiples exposiciones del láser por cada chip, se propone limitar el grabado de éstos únicamente a una pequeña región de la fibra mediante una única exposición del láser.

La principal ventaja de la utilización de un chip con perfil Gaussiano, es que su respuesta espectral estará definida también por una Gaussiana, eliminando así los nulos de la respuesta frecuencial, y sin que esto tenga mayor impacto en el funcionamiento del dispositivo que el beneficio de aumentar su ancho de banda. De este modo se consigue la fabricación de un dispositivo cuyo ancho de banda es independiente del periodo de repetición espectral (FRP) dado por $1/t_{ch}$.

El grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas del Instituto de comunicaciones y Aplicaciones Multimedia dentro del cuál se ha realizado este trabajo, tiene una amplia experiencia con respecto a la fabricación de este tipo de redes. Un estudio en mayor profundidad tanto del sistema de fabricación, como de los dispositivos fabricados puede encontrarse en [27]

En la Figura III.5, se puede ver la representación de la envolvente frecuencial de un perfil de índice Gaussiano, cuyo ancho temporal del chip será equivalente a t_{ch} , en cuyo caso el FWHM es menor que si utilizáramos un perfil cuadrado.

En la Figura III.6 puede verse una representación de la influencia del ancho temporal del chip en su respuesta frecuencial. Se puede apreciar la ausencia de nulos de la respuesta espectral, así como una mejora del FWHM (BW a -3 dB) a menor ancho del chip.

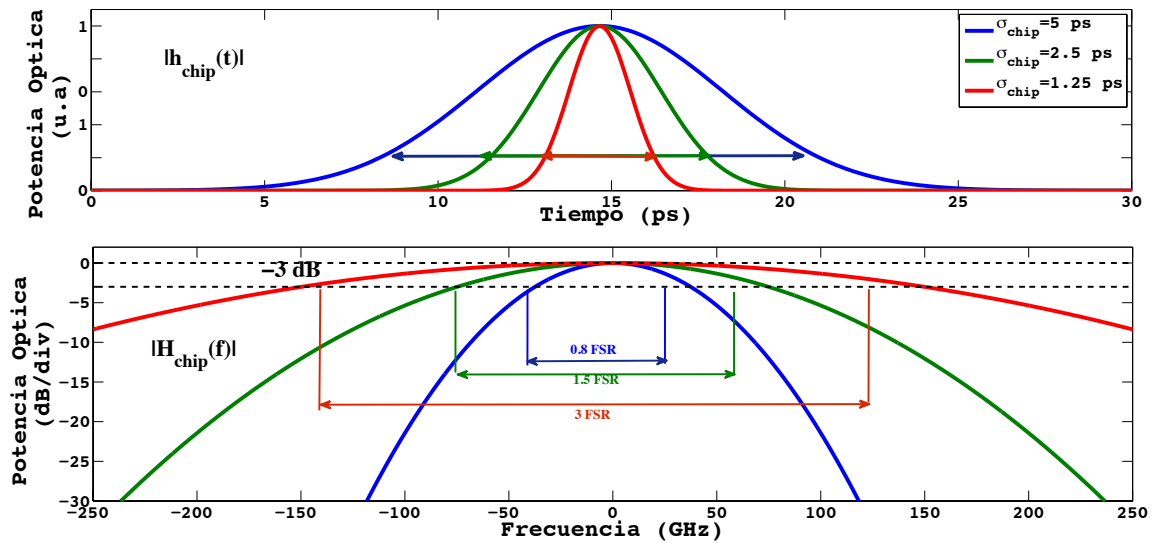


Figura III.6 Envolvente espectral según la anchura del perfil gaussiano.

En las gráficas anteriores se ha podido observar la envolvente que modela la respuesta espectral de las SSFBGs tanto en la utilización de perfiles de chip rectangulares como Gaussianos.

Adicionalmente en la Figura III.7

se muestra la respuesta espectral completa de una red SSFBG tipo para ambos casos, representándose los resultados teóricos de la influencia en la forma y ancho del perfil del chip para

una red SSFBG de 20 chips, con un espaciado entre las sub-bandas de 100 GHz, que equivale a un tiempo entre chips aproximado de 10 ps.

Como ya se argumentó anteriormente, el ancho de banda de los dispositivos (FWHM) es independiente de la separación temporal de los chips (FRP), como puede verse en las figuras.

Se representan las envolventes espectrales características de cada una de las formas del chip en color negro, apreciándose los nulos característicos de la respuesta tipo *sinc* en los múltiplos del FRP (100 GHz). Se muestra el resultado teórico de la propuesta, basada en un chip con perfil Gaussiano, con un ancho temporal del chip (σ_{ch}) de 1.25 ps, que proporciona un ancho de banda mayor al de las redes con perfil uniforme.

Se puede apreciar que la penalización en potencia existente entre la banda lateral y las adyacentes a izquierda y derecha es menor a 3 dB, por lo que sería posible utilizar las tres bandas sin pérdida de capacidad.

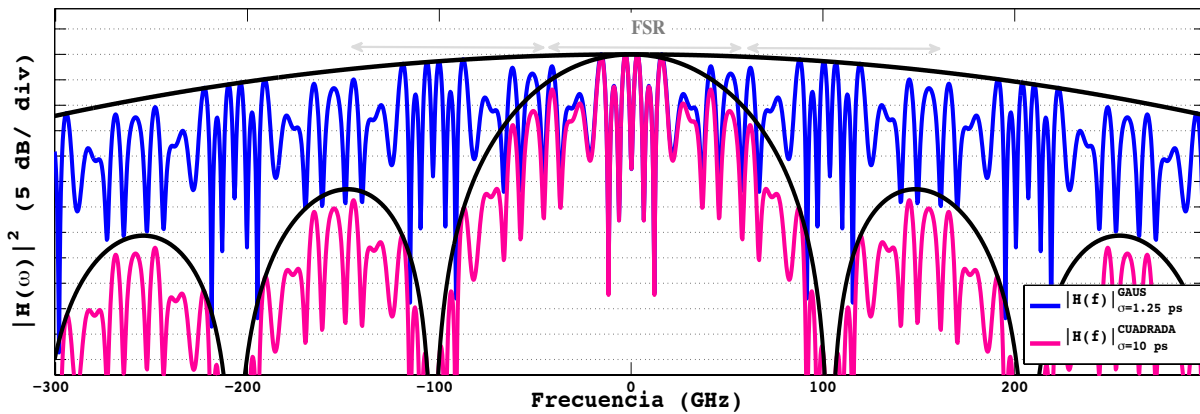


Figura III.7

Espectralmente las redes superestructuradas presentan variaciones muy rápidas, que son propias de la información contenida en la palabra código diseñada en amplitud y fase.

III.3 Fabricación de las redes multi-banda.

La técnica de fabricación de las redes multi-banda utilizada emplea un láser Argón-ion trabajando a 488 nm con un cristal BBO en la cavidad que provoca un doblado de la frecuencia a 244 nm correspondiente al Ultra Violeta (UV). Durante el proceso de fabricación la fibra óptica permanece fija, mientras que el haz UV atraviesa la máscara de fase, que se encuentra situada sobre una plataforma de translación que se desplazan a lo largo de toda la fibra, la cual está situada tras la máscara de fase. La máscara de fase difracta el haz UV, y los haces difractados crean un patrón de franjas interferométricas en la región inmediatamente posterior a la máscara de fase y quedan fotoimpresas sobre el núcleo de la fibra fotosensible[27].

De esta manera se consigue un control preciso de los desfases entre las sucesivas exposiciones que es implementado mediante el control de la posición de estas iluminaciones. Esta metodología de fabricación es muy versátil ya que permite inscribir casi cualquier patrón deseado mediante la utilización de una misma máscara de fase. De esta forma se ha utilizado una única máscara de fase para inscribir los códigos de las diferentes redes multi-banda.

Como ya se mencionó en el punto anterior, la fabricación de estas redes multi-banda se basa en limitar el grabado de cada uno de los chips que la forman únicamente a una pequeña región de la fibra. Este método de grabado se logra gracias a la utilización de un obturador óptico u *optical shutter* que se posiciona a la salida del haz UV y que regula el tiempo de exposición de cada una de las iluminaciones.

Las redes de difracción SSFBG, normalmente se fabrican bajo el régimen de baja reflectividad, ya que para su correcto funcionamiento el pulso óptico de entrada debe atravesar en su totalidad la estructura, reflejándose en cada uno de los chips que la forman. De esta manera, el patrón de iluminación utilizado ($h_{chip}(t)$ Gaussiano) en el proceso de fabricación se ve reflejado en la respuesta impulsiva.

En el sistema de fabricación se modela el haz de iluminación como una Gaussiana con un ancho temporal que está relacionado con el ancho del haz ultravioleta como: $\sigma_{chip,t} = (2n/c) \cdot \sigma_{UV}$ Donde n es el índice de refracción del núcleo de la fibra y c es la velocidad de la luz, por lo que la envolvente espectral Gaussiana resultante tendrá un ancho $\sigma_{chip,\omega} = c/(2n \cdot \sigma_{UV})$.

El propósito de las redes multi-banda es aumentar el FWHM de modo que se pudieran acomodar varios FRP [28][29] en este rango para poder codificar simultáneamente en varias bandas mediante un único dispositivo. Para ello, es necesario reducir el ancho de la envolvente Gaussiana inherente al proceso de fabricación. Inicialmente el ancho del haz UV se estima en $\sigma_{UV} = 350\mu m$.

En este trabajo se muestran los resultados de la fabricación de estos dispositivos donde el ancho de luz UV se ha reducido hasta unas $100\mu m$, consiguiendo así el pertinente incremento del FWHM.

Esto se consigue mediante la utilización de lentes convergentes situadas entre el haz UV y la máscara de fase. En la Figura III.8 puede verse el esquema del sistema inicial utilizado sin focalización del haz UV, y el propuesto para disminuir el ancho del haz UV mediante la utilización de lente convergentes para focalizar el haz UV[28].

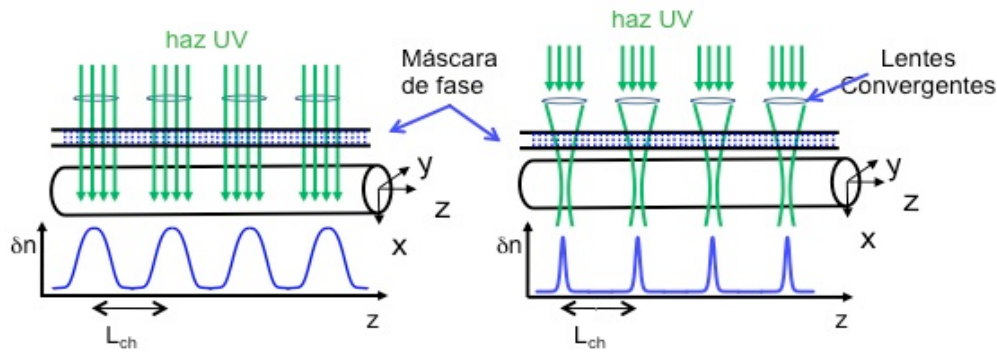


Figura III.8 Proceso de fabricación.

Con este procedimiento, se han fabricado redes SSFBGs con diferentes códigos de 63 chips con una separación entre chips de 1 mm, equivalentes a un FRP de 100 GHz. El ancho del chip está estimado en unos 0.8 ps, lo que se traduce en un FWHM de unos 3.5 nm que nos permite el uso de hasta 4 bandas diferentes.

En la

Figura III.9 y su detalle en la Figura III.10 se muestran los resultados obtenidos de dos dispositivos fabricados y el dispositivo ideal.

Se pueden apreciar pequeñas diferencias entre las respuesta frecuencial objetivo y las fabricadas. Esta variaciones de deben a imperfecciones y/o desvíos en el proceso de fabricación. Como ejemplos de este tipo de imperfecciones está el hecho de que la máscara de fase debe ajustarse a unas 60 μm a los largo de todo el dispositivo grabado en la fibra (6.3 cm).

Otro aspecto que afecta sobre todo a la longitud de onda es el tensado que se aplica sobre la fibra en su fabricación para evitar que se combe durante la fabricación, y es por ello, que las dos redes fabricadas (marcadas en azul y rojo respectivamente) están desplazadas en longitud de onda una de

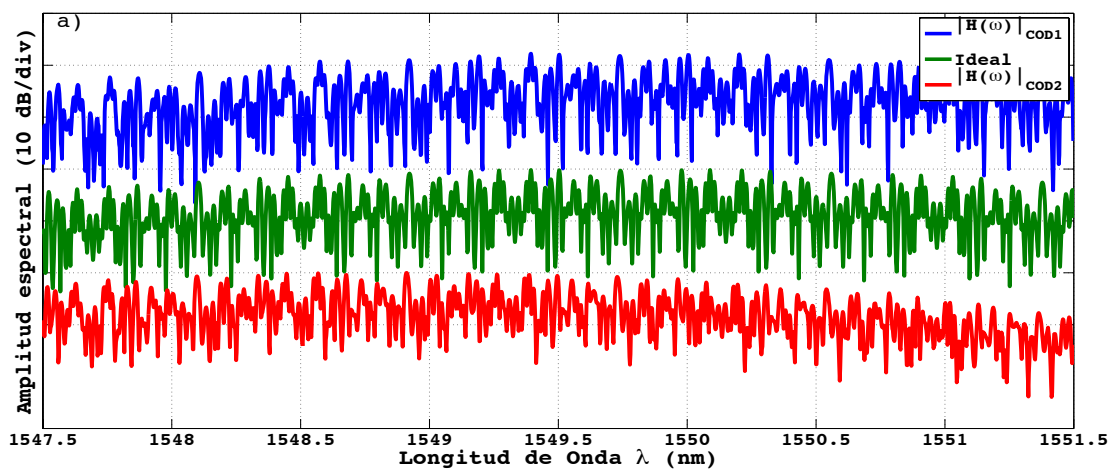


Figura III.9 Caracterización espectral de una de las SSFBGs fabricada y su aproximación teórica (a).

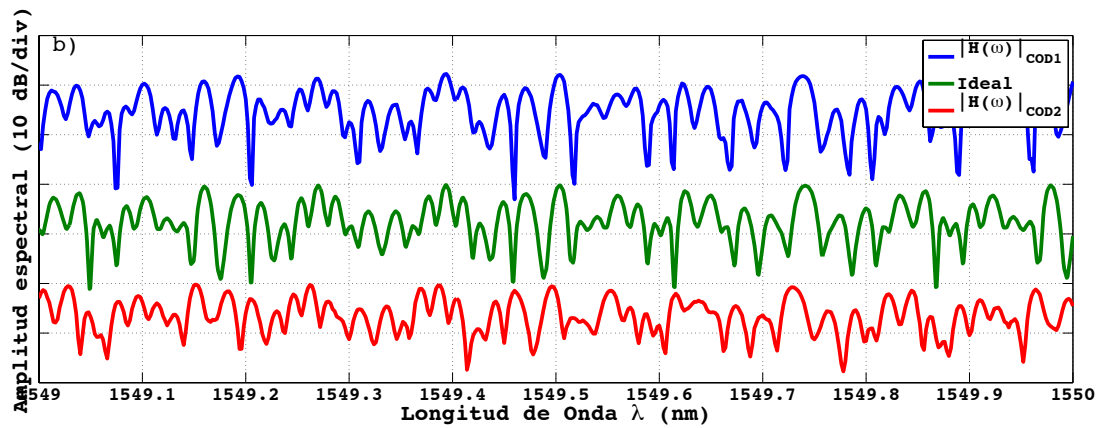


Figura III.10 Detalle Espectral.

Estas pequeñas variaciones afectarán únicamente en la puesta en marcha del sistema, ya que para que el proceso de codificación/decodificación los dispositivos deben estar perfectamente acoplados espectralmente. En este aspecto, las diferencias en la forma espectral no presentan ningún problema, mientras que la desintonía en longitud de onda entre diferentes dispositivos por pequeña que sea, debe ser solventada, utilizándose para ello una corrección en la temperatura del dispositivo, como se explicará en el apartado siguiente.

III.4 Verificación experimental de la cod/decodificación multi-banda.

Para la confirmación de la capacidad de los dispositivos multi-banda propuestos, se ha llevado a cabo la verificación experimental de la codificación/decodificación.

Para ello se ha montado un sistema que emula 4 usuarios, formado por siete dispositivos MB_SSFBG diferentes. Dos de las redes fabricadas actuarán como codificadores y las otras cinco como decodificadores. De los cinco decodificadores, cuatro de ellos, implementan decodificadores código 1 (C1C x 4), mientras que se utiliza un único decodificador de código 2 (C2C) para todas las bandas. En la Figura III.11 se muestra el diagrama de bloques del sistema experimental utilizado para la verificación del funcionamiento de los dispositivos.

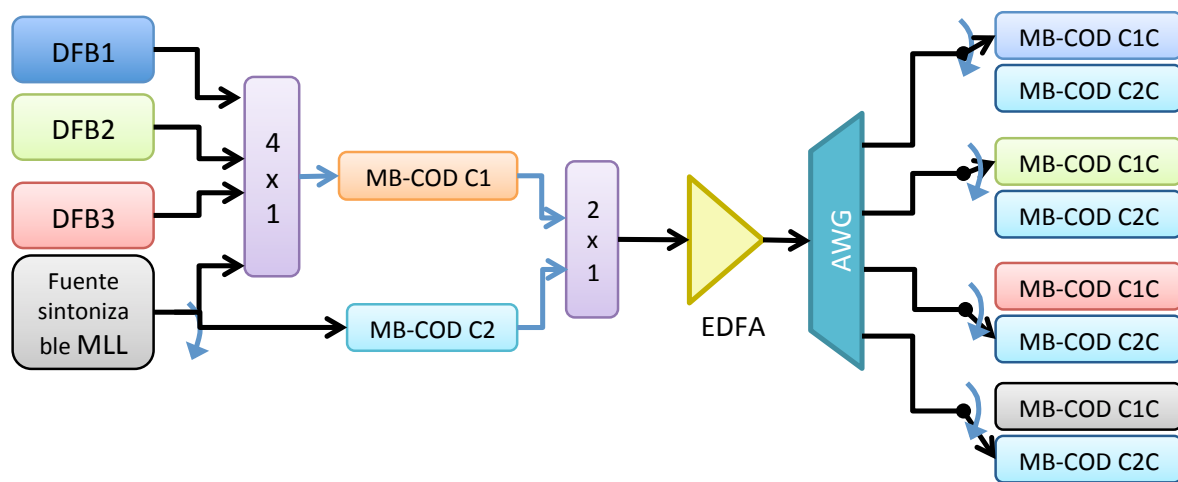


Figura III.11 Diagrama de Bloques del Montaje experimental.

Como transmisores se han empleado cuatro fuentes láser, acomodadas espectralmente en bandas adyacentes separadas 0.8 nm (Canalización de la ITU 100 GHz). Tres de ellas son DFB pulsados modulados directamente alrededor de su nivel umbral [30] a una frecuencia de 1.25 Gp/s.

La elección de esta frecuencia (1.25 GHz) se debe al comportamiento temporal de los dispositivos fabricados. Como antes se mencionó, la señal codificada obtenida de cada uno de estos dispositivos propuestos tiene una duración temporal de $N \cdot t_{ch}$, que en el presente trabajo supone una duración de alrededor de 630 ps. Por consiguiente, para poder discernir temporalmente las señales codificadas por cada uno de los pulsos de entrada, éstos deben tener una separación temporal mayor o igual al tiempo de señal codificada. Con una tasa de pulsos de 1.25 Gps, obtenemos una separación temporal de 800 ps.

La cuarta fuente es un láser pulsado (Mode Locked Láser) MLL. Este tipo de fuentes,

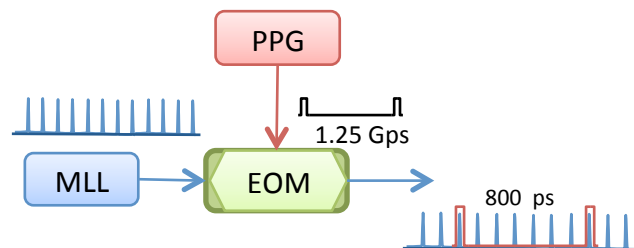


Figura III.12

permiten la obtención de un pulso temporal muy estrecho, de hasta 1 ps, a diferentes tasas. El láser MLL del que disponemos, permite una modulación de 10 Gbps o 5 Gps, por lo que es necesario reducirla hasta 1.25 Gbps. Para ello, se modula inicialmente a una tasa de 5 Gp/s, y posteriormente se diezma mediante el uso de un modulador externo y un generador de patrón de pulsos (PPG). Figura III.12

Para validar el funcionamiento se han llevado a cabo dos medidas en el sistema. En la primera, todas las fuente están emplazadas en longitudes de ondas adyacentes no solapadas. Las señales de entrada se codifican simultáneamente en MB-SSFBG C1 con código 1, y mediante un acoplador 4x1 se combinan, para posteriormente ser amplificadas y decodificadas adecuadamente.

En la segunda opción, las fuentes DFB se codificarán en MB-SSFBG C1 y se combinan de forma independiente mientras que la señal proveniente de la fuente MLL se codificará en MB-SSFBG C2 con un código 2, posicionándose cada vez en una longitud de onda diferente, acoplándose a las demás mediante un acoplador dos a uno en un segundo paso, obteniendo así una señal interferente sobre cada uno de los canales.

Así pues, tras la codificación (C1 únicamente o C1 y C2), la señales son amplificadas antes de llegar al AWG, en el cual se procederá al filtrado en sub-bandas. Se produce así la demultiplexación en longitud de onda, tal y como se hace en una red óptica con arquitectura WDM pasiva. Siendo cada señal demultiplexada por el AWG en diferentes canales.

Tras el filtrado de cada uno de los canales, se utilizan cuatro decodificadores multi-banda idénticos para el código 1 (MB-SSFBG C1C x 4) y uno para el código 2 (MB-SSFBG C2C). Así para cada una de las sub-bandas obtenidas tras el AWG (CH4-CH7), tendremos la posibilidad de conmutar entre el decodificador adecuado obteniendo la señal de ACP, o bien con el erróneo obteniendo así la señal de XC.

En el apartado anterior se ha hablado de las pequeñas desviaciones en longitud de onda que presentan estos dispositivos debido al proceso de fabricación. Este hecho, unido al de la gran dependencia de las redes de difracción con la temperatura [24] desencadena que tengan que aplicarse mecanismos de control y estabilización de la temperatura.

Por ello los siete cod/decodificadores multi-banda están emplazados dentro de sus respectivas cajas térmicas para solventar esta gran sensibilidad en temperatura, garantizándose así su estabilidad, y además facilitando el proceso de acoplo espectral perfecto necesario para que sea posible la cod/decodificación. Una fotografía de los dispositivos utilizados puede verse en la Figura III.13 Montaje real laboratorio. Detalle cajas de control térmico.

Hay que resaltar que gracias a estos codificadores multi-banda únicamente se necesita una caja térmica por cada codificador, a diferencia de otras alternativas propuestas, donde es necesario un

codificador diferente por cada una de las sub-bandas siendo necesaria una caja térmica para cada una de ellas[18][19] elevando así la complejidad del sistema.

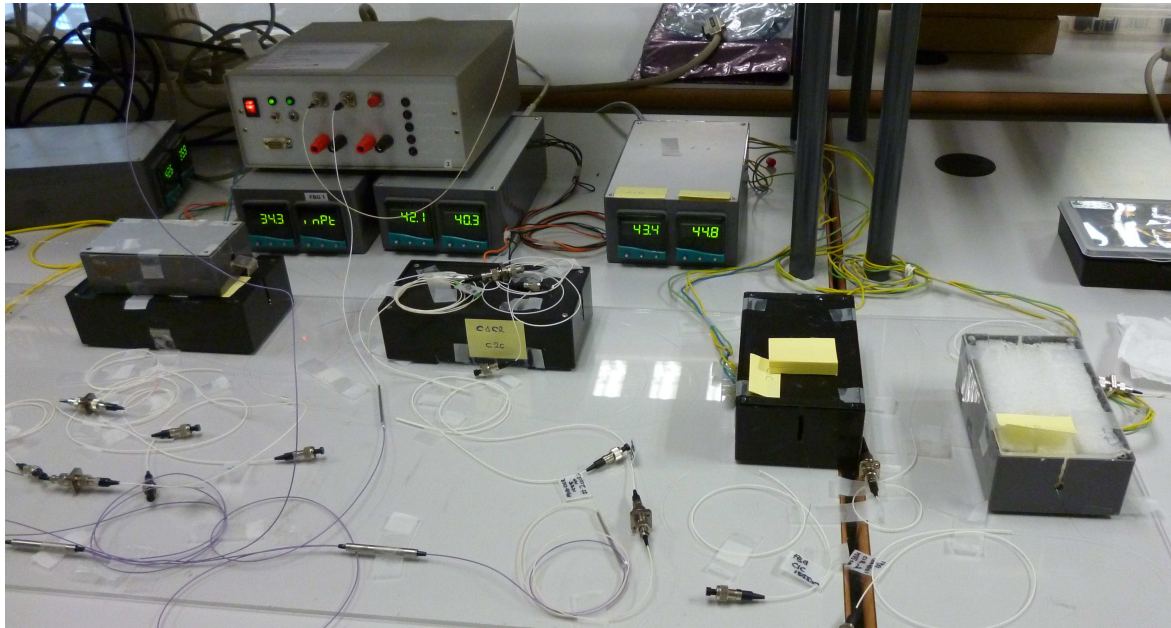


Figura III.13 Montaje real laboratorio. Detalle cajas de control térmico.

En la Figura III.14 se representan, equiespaciadas en vertical para su mejor visualización los codificadores/decodificadores multi-banda de código 1 utilizados. Se puede apreciar que las sub-bandas, como se argumentó en el punto anterior, tienen una repetición espectral de 0.8 nm (100 GHz). Presentando penalizaciones máximas de 4 dB entre las sub-bandas separadas 1.6 nm respecto a la central y de 2 dB a 0.8 nm.

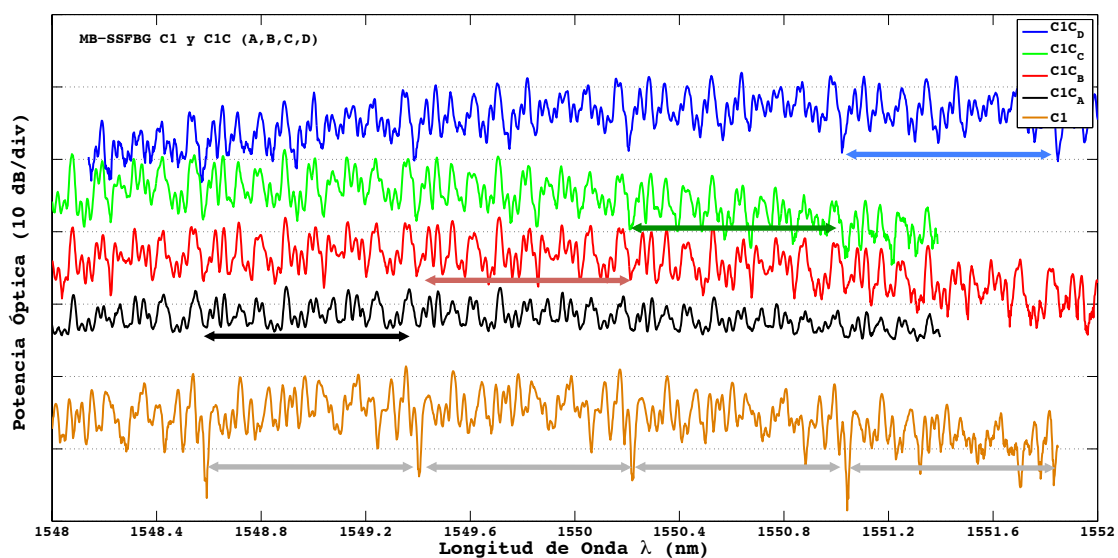


Figura III.14 Dispositivos MB-SSFBG C1 y C1C.

El acoplo espectral perfecto puede apreciarse en detalle en la Figura III.15, donde además se muestra la respuesta del AWG para dos canales adyacentes (CH4 y CH5 del AWG). La respuesta del AWG presenta un ancho de banda a -3 dB de 0.4 nm, y un rechazo entre los canales adyacentes de más de 20 dB, por lo que la calidad de codificación no se ve afectada por la interferencia multiusuario.

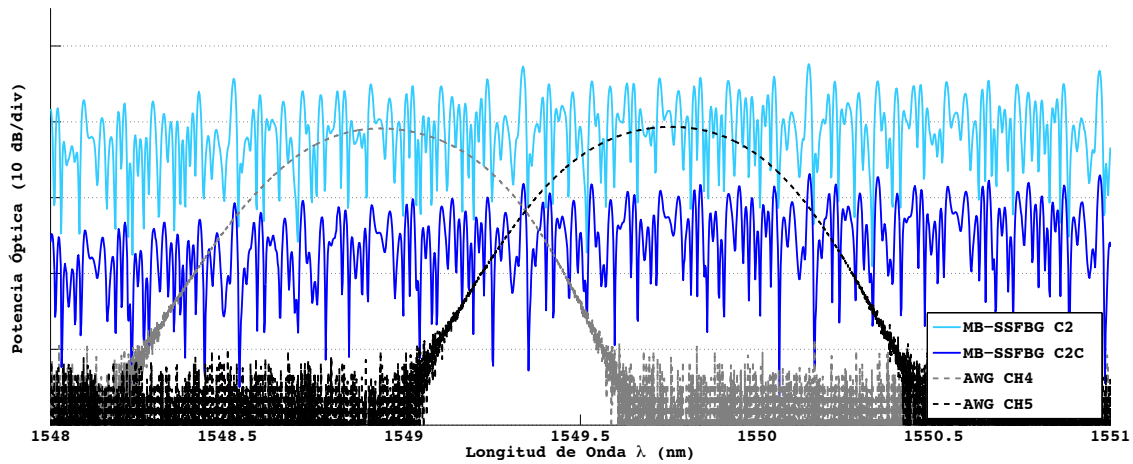


Figura III.15 MB-SSFBG C2 y C2C y AWG CH4 y CH5.

Un aspecto a destacar, es que si bien para la obtención de la señal de ACP adecuadamente es necesario el acoplo espectral perfecto entre cod/decodificador, en la señal de correlación cruzada, estas desintonías no la incrementan[24].

En la Figura III.16 se muestran los espectros de las señales codificadas, cuando los tres láseres DFB se codificaban con un código 1 en los canales del 5 al 7 del AWG y la fuente MLL se codifica con código 2 demultiplexada a la salida del canal 4 del AWG, que puede verse en la diferente apariencia espectral que presentan.

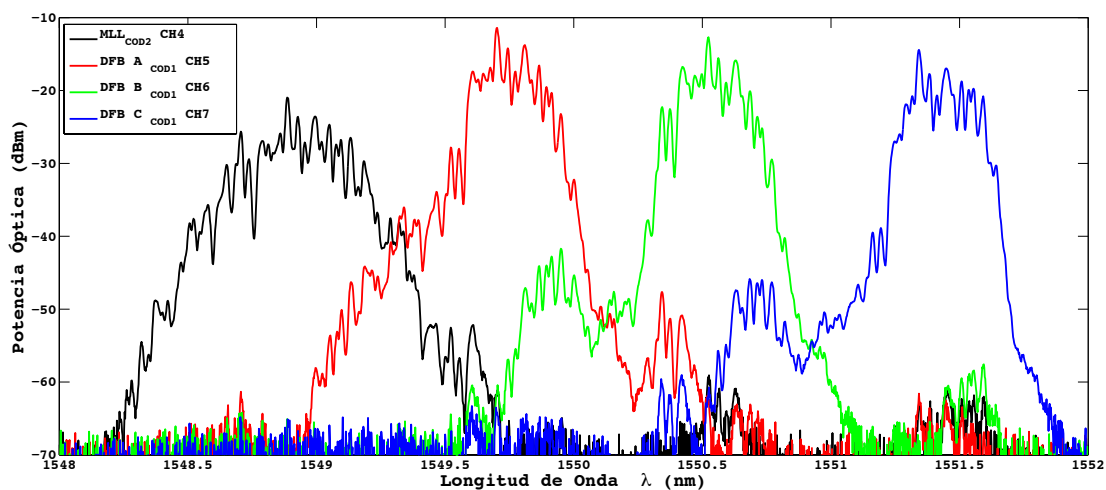


Figura III.16 Espectro señales Codificadas y filtradas.

En la Figura III.17 se pueden ver las señales codificadas temporalmente. La parte izquierda de la figura, muestra los pulsos de entrada al codificador. El canal 4 del AWG (negro) es la fuente MLL, y los canales del 5 al 7 son los tres láseres DFB. En la parte derecha, se muestra la característica temporal de cada una de las señales una vez codificadas y demultiplexadas por el AWG.

En la señal codificada se puede ver variaciones en la potencia de la señal. Por ejemplo, la señal codificada del canal 7, tiene significativamente menos potencia, ya que esta señal se codifica en la banda más externa del codificador, que como ya se apuntó presenta una penalización en potencia algo menor a 4 dB.

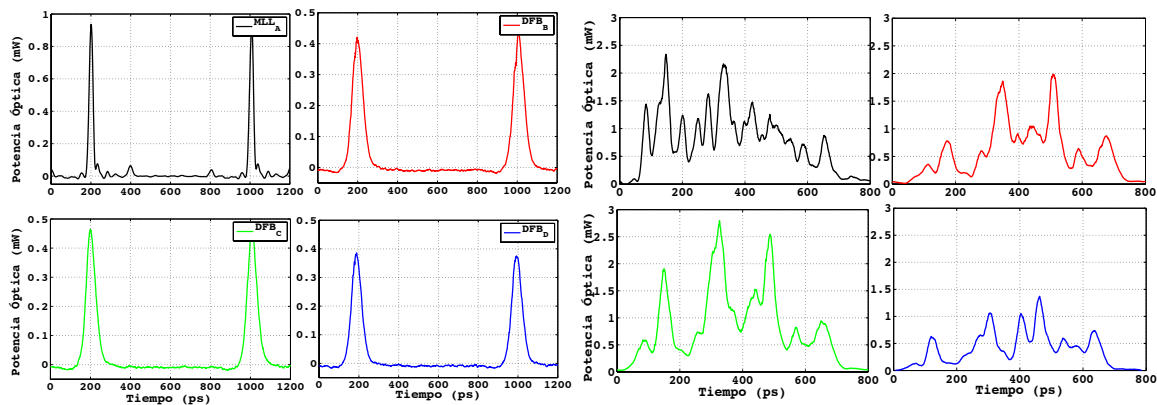


Figura III.17 Señales de entrada y codificadas tras AWG, temporales.

Las señales temporales propias de códigos bipolares no presentan fluctuaciones de amplitud, sin embargo, las señales codificadas obtenidas presentan fuertes variaciones que son debidas a la interferencia entre chips adyacentes con un cambio de fase ($0 - \pi$), y que son resultado de estar codificando con una fuente con un ancho de pulso mayor a la separación entre chips. En la Figura III.18 se puede ver en detalle el ancho de los pulsos de entrada. Las fuentes DFB utilizadas tienen un ancho de 45 ps y la fuente MLL unos 25 ps.

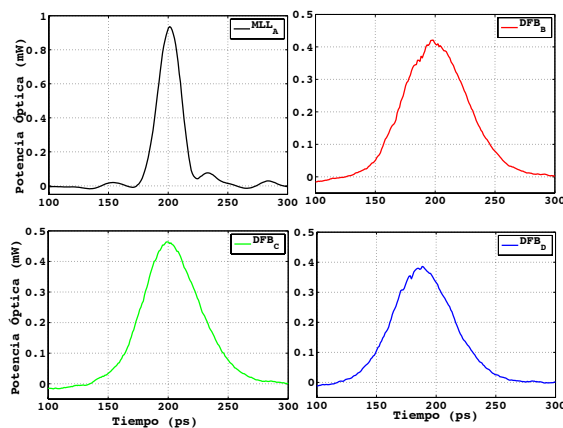


Figura III.18 Detalle de los Pulsos de entrada.

Además, hay que tener en cuenta que las señales codificadas temporales están limitadas por el ancho de banda eléctrico de osciloscopio utilizado (80 GHz). Si tenemos en cuenta tanto el ancho de los pulsos de la fuente de entrada, como el efecto del filtro eléctrico, se puede obtener una aproximación matemática de la palabra codificada en el tiempo. Se puede ver en la Figura III.19 su parecido con la respuesta obtenida experimental.

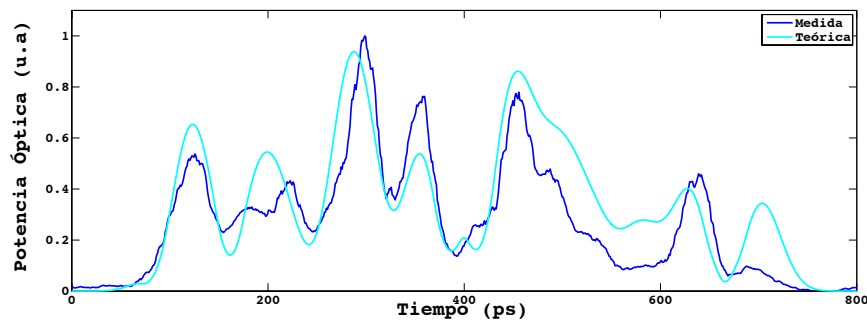


Figura III.19 Palabra código obtenida y aproximación teórica con código 1. Fuente utilizada en el canal 7 con un ancho de 50 ps.

Esta limitación en el ancho de los pulsos de entrada no afecta a la demostración conceptual de los dispositivos multi-banda propuestos, pero sí repercutirá en la relación ACP/XC. En la Figura III.20 puede verse un modelado teórico de la influencia del ancho del pulso en esta relación en el caso de utilizar las redes propuestas.

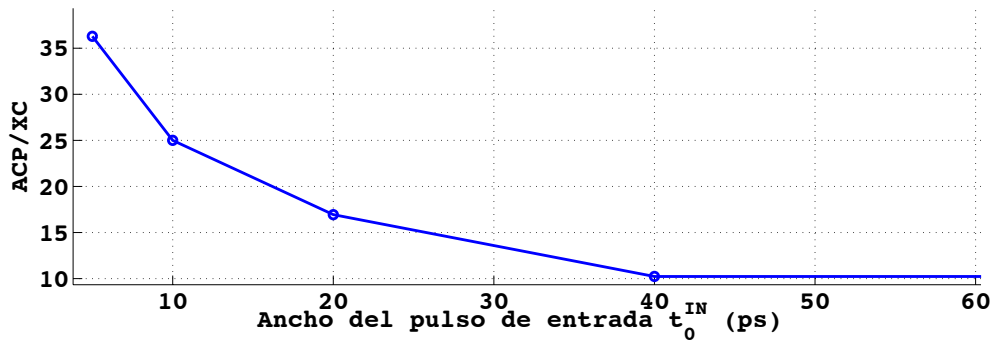


Figura III.20 Relación ACP(σ_{Entrada} (ps))

No obstante, hay que tener en cuenta, que nuestro sistema hace uso de un AWG para demultiplexar en longitud de onda. El AWG como ya se indicó, presenta un ancho de banda a -3 dB de 0.4 nm. Esto implica que aún teniendo un pulso de entrada muy estrecho (gran ancho de banda), se verá ensanchando por el hecho de estar utilizando un AWG para encaminar las señales, aumentando el ancho efectivo del pulso mínimo.

Finalmente el proceso de codificación/decodificación fue validado al recuperar las señales de entrada a la salida de cada uno de los decodificadores. En las gráficas están representados los ACP de cada uno de las parejas código ($C1 \cdot C1C$ y $C2 \cdot C2C$) y las correlaciones cruzadas ($C1 \cdot C2C$ y $C2 \cdot C1C$) en la Figura III.21 y las señales de ACP obtenidas para el código 2 utilizando la fuente MLL en la Figura III.22.

De los datos obtenidos, se extrajeron los valores de r_g , obteniendo un valor mínimo de 15, para el canal más externo, donde era más acusada la pérdida de potencia de la envolvente del dispositivo.

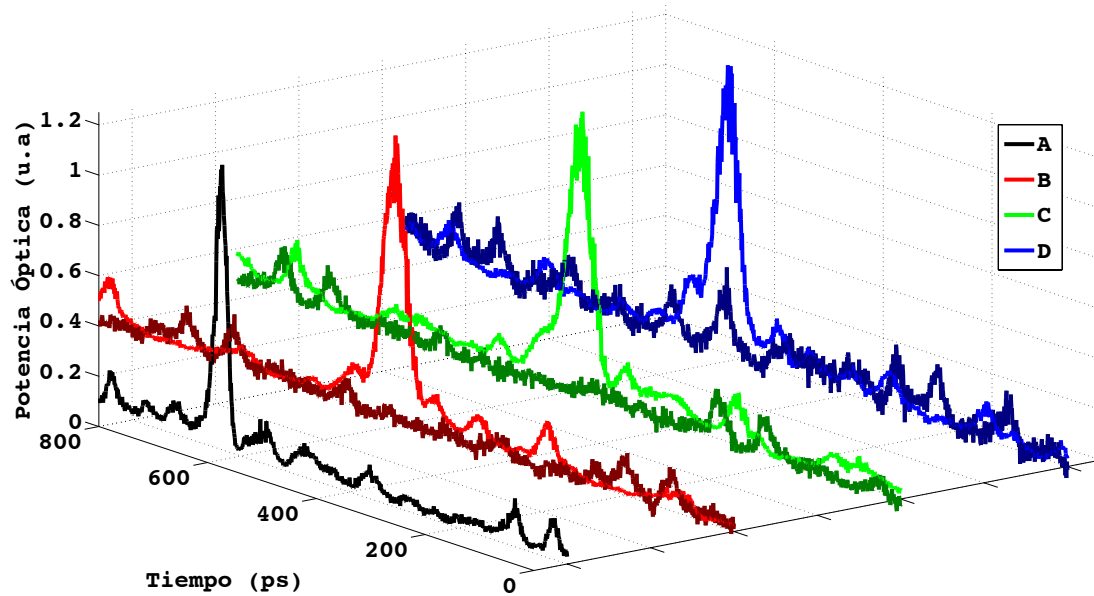


Figura III.21 ACP y XC sobre decodificadores Código 1.

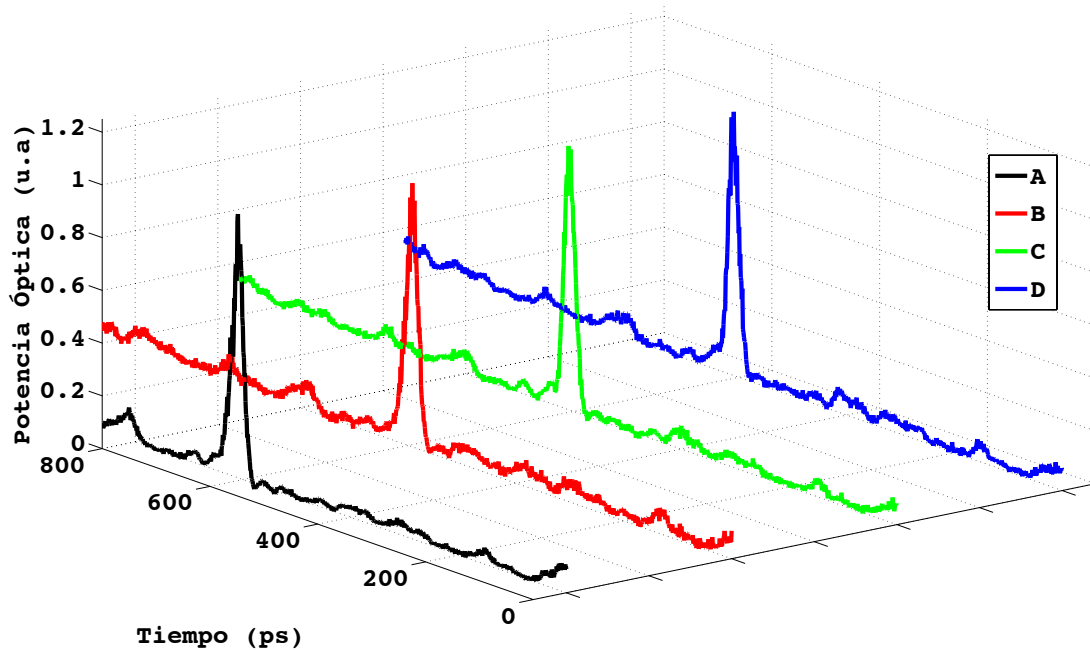


Figura III.22 ACP Código 2.

IV. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

Se ha propuesto, fabricado y demostrado experimentalmente dispositivos cod/decodificador multicanal de banda ancha para aplicaciones en sistemas WDM/OCDMA de tipo coherente.

Estos dispositivos están basados en redes de difracción superestructuradas, cuyos ancho de chip es mucho mayor al tiempo entre ellos. Esta característica nos lleva a obtener unos dispositivos con envolventes espectrales muy anchas, cuyo patrón espectral periódico puede ser empleado para la codificación de múltiples sub-bandas de forma simultánea. Los dispositivos fabricados permiten la posibilidad de albergar hasta 4 sub-banda de 100 GHz.

Este tipo de dispositivos presenta una gran versatilidad, ya que permite su utilización en un sistema estándar, codificando una señal pulsada dentro de un canal, o bien, como se presentó en el anterior apartado, dividir el dispositivo en sub-bandas para ser implementado en un sistema WDM-OCDMA, haciendo uso de diferentes fuente para cada sub-banda. El número de sub-bandas que se puede implementar en estos dispositivos, viene limitado por el proceso de fabricación, y es dependiente tanto de la duración del ancho del chip fabricado como del FRP, que en nuestro caso es de 0.8 nm, y viene definido por la separación entre chips.

Cabe añadir, que la utilización de cualquiera de la sub-bandas entre dispositivos no difiere de cualquier otro dispositivo basado en SSFBG, necesitando únicamente que haya un acoplo espectral perfecto entre la pareja codificador/decodificador a utilizar.

El uso de los dispositivos propuestos en redes ópticas basadas en WDM, tal y como se proponen en el montaje experimental, tiene especial interés en las redes de acceso de futura generación. En este tipo de redes, cada ONU está emplazado en una localización diferente, y es capaz de recibir un único canal. Al implementar estos dispositivos multi-banda, estaríamos dando paso a la posibilidad de sintonización en el canal de trabajo de cada ONU, facilitando la reconfiguración de la red. O incluso, capacitando a cada ONU de poder procesar más de una sub-banda de manera simultánea, en cuyo caso, debiera utilizarse un demultiplexor en longitud de onda (AWG) a su salida. Por el contrario, la posibilidad utilizando decodificadores estándar, en vez de uno multi-banda, repercute en una penalización en cuanto a reconfigurabilidad de la red, y conlleva instalar un control de temperatura independiente de cada una de las sub-bandas (dispositivos) lo que incrementa su complejidad, y coste.

Como líneas futuras se propone:

- Trabajando en la misma línea, el diseño y verificación de nuevos dispositivos que solventen las pérdidas de potencia de inserción debidas a la envolvente del propio dispositivo, creando así codificadores planos espectralmente.

- Otra de las líneas propuestas, es el diseño, fabricación y verificación de dispositivos codificadores y compensadores de dispersión cromática. Obtendríamos así dispositivos capaces de compensar la dispersión cromática introducida por la transmisión de los pulsos a través de largas distancias de fibra, cuyo efecto negativo es muy relevante en OCDMA, produciéndose un ensanchado temporal de los pulsos, equivalente a tener dispositivos espectralmente más estrechos.

VI. AGRADECIMIENTOS.

Este trabajo fue financiado por el Plan Nacional de I+D+i Español, proyecto TEC 2009-12169 y por la Generalitat Valenciana bajo el proyecto ACOMP/2010/023

VII. BIBLIOGRAFÍA.

- [1] P. Green, "Paving the last mile with glass," *IEEE Spectr.* 39(12), 13–14 (2002).
- [2] T. Koonen, "Fiber to the Home/Fiber to the Premises: What, Where, and When?" *Proc. IEEE*, vol. 94, no. 5, May 2006, pp. 911–34
- [3] . Elaine Wong "Next-Generation Broadband Access", *J.Lightwave Tech.*, Vol. 30, no. 4, Febraury 15, 2012 (Invited Paper).
- [4] K. Kitayama, X. Wang, and N. Wada, "OCDMA over WDM PON-solution path to gigabit-symmetric FTTH," *J. Lightwave Technol.* Vol.24,pp 4, 1654–1662 (2006).
- [5] D. Qian, J. Hu, J. Yu, P. Ji, L. Xu, T. Wang, M. Cvijetic, and T. Kusano, "Experimental demonstration of a novel OFDM—A based 10 Gb/s PON architecture," in *Proc. Eur. Conf. Opt. Commun.*, Sep. 2007.
- [6] Cincotti, G.; Wada, N. ; Kataoka, N. ; Kitayama, K.-i. ; "Next Generation Access Networks: CDMA-vs. WDMA-Based PONs" - in *Proceedings of 12th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*.
- [7] K.Kitayama, H.Sotobayashi, and N.Wada, "Optical code division multiplexing (OCDM) and its application to photonic networks," *IEICE Trans. Fund. Electron., Commun. Comput. Sci.*, vol. E82-A, no. 12, pp. 2616–2626, 1999.
- [8] Wang,X. &Nukui-Kitamachi "Keys towards practical OCDMA networks" *PHOTONICS 2004* - International Conference on Optoelectronics, Fiber Optics and Photonics, 2004, Paper invited.
- [9] Shake, T. "Security performance of optical CDMA Against eavesdropping" *Lightwave Technology, Journal of*, 2005, 23, 655-670.
- [10]W. Amaya, D. Pastor, and J. Capmany, "Modeling of a Time-Spreading OCDMA System Including Nonperfect Time Gating, Optical Thresholding, and Fully Asynchronous Signal/Interference Overlapping," *J. Lightwave Technol.* 26(7), 768–776 (2008).
- [11]Andonovic, I. &Tancevski, L. Incoherent optical code division multiple access systems Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996., *IEEE 4th International Symposium on*, 1996, 1, 424-430vol.1
- [12]H. Sotobayashi, W.Chujo, and K.Kitayama,"Highly spectral-efficient optical code-division multiplexing transmission system," *IEEE J. Sel. Topics. Quantum Electron.*,vol.10, no.2,pp. 250–258,Mar.–Apr. 2004.
- [13]W. Ma, "Performance analysis on Phase-Encoded OCDMA communication System", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 20,No 5, May 2002.
- [14]C. H. Chua, F. M. Abbou, H. T. Chuah, and S. P. Majumder, "Performance analysis on phase-encoded OCDMA communication system in dispersive fiber medium," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no. 2, pp. 668–670, Feb. 2002..
- [15]R. Gold, "Optical binary sequences for spread spectrum multiplexing," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-B, pp. 619–621, 1967.
- [16]Jian-Guo Zhang, Wing C. Kwongz, and A. B. Sharma. "Effective Design of Optical Fiber Code-Division Multiple Access Networks Using the Modified Prime Codes and Optical Processing". Communications Laboratory. Department of Electrical and Communications Engineering. Helsinki University of Technology.

- [17] H. Zheng, B. Chen, D. Wang, X. Hong, and S. He, "Investigation of DWDM over OCDMA System Based on Parallely Combined SSFBG Encoder/Decoders," in Proceedings of Symposium on Photonics and Optoelectronics (SOPO), (Wuhan, China, 2011), 1–3.
- [18] X. Wang, K. Matsushima, A. Nishiki, N. Wada, F. Kubota, and K.-I. Kitayama, "Experimental demonstration of 511-chip 640 Gchip/s superstructured FBG for high performance optical code processing," in Proc. of the European Conference Optical Communication (ECOC), (Stockholm, Sweden, 2004), Paper Tu1.3.7.
- [19] K. Matsushima; Xu Wang; S. Kutsuzawa; A. Nishiki; S. Oshiba; Naoya Wada; K. Kitayama; , "Experimental demonstration of performance improvement of 127-chip SSFBG en/decoder using apodization technique," Photonics Technology Letters, IEEE , vol.16, no.9, pp.2192-2194, Sept. 2004.
- [20] X. Wang, N. Wada, "Experimental demonstration of OCDMA traffic over optical packet switching network with hybrid PLC and SSFBG en/decoders", J. Light. Technol., vol. 24, pp. 3012, 2006.
- [21] Wada, N.; Chujo, W.; Kitayama, K., "1.28 Tbit/s (160 Gbit/s×8 wavelengths) throughput variable length packet switching using optical code based label switch," Optical Communication, 2001. ECOC '01. 27th European Conference on, vol.6, pp. 62- 63, 2001.
- [22] P. C. Teh, et al., "Demonstration of a four-channel WDM/OCDMA system using 255-chip 320-Gchip/s quaternary phase coding gratings", IEEE Photon. Technol. Lett. vol. 14, pp. 227-229, 2002.
- [23] M. Abramowitz and I. A. Stegun, Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables, (New York: Dover Publications, 1972).
- [24] D. Pastor, W. Amaya, R. García-Olcina, and S. Sales, "Coherent direct sequence optical code multiple access encoding-decoding efficiency versus wavelength detuning," Opt.Lett. 32(13), 1896–1898 (2007).
- [25] K. O. Hill and G. Meltz, "Fiber Bragg grating technology fundamentals and overview," *J. Lightw. Technol.*, vol. 15, no. 8, pp. 1263-1276, Aug. 1997.
- [26] D. Z. Anderson, V. Mizuehi, T. Erdogan, and A. E. White, "Production of in-fiber gratings using a diffractive optical element," *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 6, pp. 566–568, Mar. 1993.
- [27] R. Garcia-Olcina, Tesis Doctoral "Sistemas de fabricación de redes de difracción de bragg en fibra óptica de altas prestaciones y aplicacines al campo de los sensores ópticos y a los sistema de comunicaciones ópticas", Universidad Politécnica de Valencia 2008.
- [28] Amaya, W; Pastor, D; Baños, R. and Garcia-Muñoz V, "*WDM-Coherent OCDMA over one single device based on Short Chip Super Structured Fiber Bragg Gratings*", Optic Express, vol. 19, issue 24, pp 24627/24637 (2011)
- [29] W.Amaya; D.Pastor; R.Baños; V.García-Muñoz, "Multi-channel en/decoding devices for WDM – Coherent Direct Sequence OCDMA applications based on Super Structured Fibre Bragg gratings.", 13th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2011) Transparent Optical Networks (ICTON), 2011 13th International Conference on , vol., no., pp.1-4, June 26/30 2011.
- [30] Pastor, D.; Amaya, W.; Garcia-Olcina, R.; "Coherent Direct Sequence optical en/decoding employing low cost DFB lasers with narrow optical band consumption – towards realizable photonic label switching," Transparent Optical Networks (ICTON), 2010 12th International Conference on , vol., no., pp.1-4, June 27 2010-July 1 2010.

VIII. ANEXOS.

- Amaya, W; Pastor, D; Baños, R. and García-Muñoz V, “*WDM-Coherent OCDMA over one single device based on Short Chip Super Structured Fiber Bragg Gratings*”, Optic Express, vol. 19, issue 24, pp 24627/24637 (2011)
- W.Amaya; D.Pastor; R.Baños; V.García-Muñoz, “*Multi-channel en/decoding devices for WDM – Coherent Direct Sequence OCDMA applications based on Super Structured Fibre Bragg gratings.*”, 13th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2011) Transparent Optical Networks (ICTON), 2011 13th International Conference on , vol., no., pp.1-4, June 26/30 2011.
- W.Amaya; D.Pastor; R.Baños; V.García-Muñoz, “*Cod/Decodificadores Multicanal Para Aplicaciones WDM-OCDMA Basados En Redes De Difraccion De Bragg.*”, XXVI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio URSI 2011

WDM-Coherent OCDMA over one single device based on short chip Super structured fiber Bragg gratings

Waldimar Amaya*, Daniel Pastor, Rocio Baños, and Victor Garcia-Munoz

Institute of Telecommunications and Multimedia Applications (iTEAM), Universidad Politécnica de Valencia,
Camino de Vera S/N, 46021 Valencia- Spain

*walamoc@iteam.upv.es

Abstract: We theoretically propose and demonstrate experimentally a Coherent Direct Sequence OCDMA en/decoder for multi-channel WDM operation based on a single device. It presents a broadband spectral envelope and a periodic spectral pattern that can be employed for en/decoding multiple sub-bands simultaneously. Multi-channel operation is verified experimentally by means of Multi-Band Super Structured Fiber Bragg Gratings with binary phase encoded chips fabricated with 1mm inter-chip separation that provides 4x100 GHz ITU sub-band separation at 1.25 Gbps. The WDM-OCDMA system verification was carried out employing simultaneous encoding of four adjacent sub-bands and two different OCDMA codes.

©2011 Optical Society of America

OCIS codes: (060.0060) Fiber optics and optical communications; (060.3735) Fiber Bragg gratings; (230.0230) Optical devices.

References and links

1. P. Green, "Paving the last mile with glass," *IEEE Spectr.* **39**(12), 13–14 (2002).
 2. K. Kitayama, X. Wang, and N. Wada, "OCDMA over WDM PON-solution path to gigabit-symmetric FTTH," *J. Lightwave Technol.* **24**(4), 1654–1662 (2006).
 3. X. Wang, K. Matsushima, A. Nishiki, N. Wada, F. Kubota, and K.-I. Kitayama, "Experimental demonstration of 511-chip 640 Gchip/s superstructured FBG for high performance optical code processing," in *Proc. of the European Conference Optical Communication (ECOC)*, (Stockholm, Sweden, 2004), Paper Tu1.3.7.
 4. W. Amaya, D. Pastor, and J. Capmany, "Modeling of a Time-Spreading OCDMA System Including Nonperfect Time Gating, Optical Thresholding, and Fully Asynchronous Signal/Interference Overlapping," *J. Lightwave Technol.* **26**(7), 768–776 (2008).
 5. X. Wang and N. Wada, "Experimental Demonstration of OCDMA Traffic Over Optical Packet Switching Network With Hybrid PLC and SSFBG En/Decoders," *J. Lightwave Technol.* **24**(8), 3012–3020 (2006).
 6. K. Matsushima, X. Wang, S. Kutsuzawa, A. Nishiki, S. Oshiba, N. Wada, and K. Kitayama, "Experimental demonstration of performance improvement of 127-chip SSFBG en/decoder using apodization technique," *IEEE Photon. Technol. Lett.* **16**(9), 2192–2194 (2004).
 7. P. C. Teh, M. Ibsen, J. H. Lee, P. Petropoulos, and D. J. Richardson, "Demonstration of a Four-Channel WDM/OCDMA System Using 255-Chip 320-Gchip/s Quaternary Phase Coding Gratings," *IEEE Photon. Technol. Lett.* **14**(2), 227–229 (2002).
 8. H. Zheng, B. Chen, D. Wang, X. Hong, and S. He, "Investigation of DWDM over OCDMA System Based on Parallelly Combined SSFBG Encoder/Decoders," in *Proceedings of Symposium on Photonics and Optoelectronics (SOPO)*, (Wuhan, China, 2011), 1–3.
 9. M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, (New York: Dover Publications, 1972).
 10. D. Pastor, W. Amaya, and R. Garcia-Olcina, "Coherent Direct Sequence optical en/decoding employing low cost DFB lasers with narrow optical band consumption – towards realizable photonic label switching," in *Proceedings of 12th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, (Munich, Germany, 2010), 1–4.
 11. D. Pastor, W. Amaya, R. García-Olcina, and S. Sales, "Coherent direct sequence optical code multiple access encoding-decoding efficiency versus wavelength detuning," *Opt. Lett.* **32**(13), 1896–1898 (2007).
-

1. Introduction

In the last years, fiber to the home (FTTH) has been proposed as a solution for the last mile bottleneck in metropolitan networks for residential and business users. FTTH can be

implemented over passive optical networks (PON) with negligible impact. From the viewpoint of service provider it requires small changes in its infrastructure and from the perspective of end user it represents the possibility of having better and more services (HDTV, high speed Internet, IP telephony, etc) [1]. For the implementation of FTTH three techniques have been proposed: Optical Time Division Multiplexing (OTDM), Wavelength Division Multiplexing (WDM) and more recently Optical Code Division Multiple Access (OCDMA). Although OTDM and WDM have important advantages, they present some drawbacks. The OTDM uplink rate is limited because all the users share the same bandwidth. On the other hand, WDM is limited in number of channels [2]. OCDMA is an emergent technology limited until now for the immaturity of optical devices, however recently a great progress has been observed in the en/decoder devices and time gating techniques [3] that makes OCDMA a good alternative for multiple access solution in FTTH implementations. In particular, the Coherent Direct Sequence (CDS) OCDMA technique has been demonstrated employing different technologies as en/decoder devices such as planar lightwave circuits and superstructured fiber Bragg gratings (SSFBG) and applied for multiple user access networks [4–7]. Standard single channel CDS technique consists in: 1) one optical pulse is applied to the encoder which must provide N copies of it, called chips, along the time axis separated by the inter-chip time t_{ch} . 2) Each chip (or individual part of the encoded signal) has the encoding information in amplitude or phase accordingly to a given code word. 3) At the decoder front end, the process is reversed to provide a proper Auto-Correlation Peak (ACP) (desired signal) or a Cross-Correlation (XC) signal between undesired interference users.

One main advantage of the CDS-OCDMA technique is that it can be exploited in combination with WDM signals or conveyed into WDM bands as has been previously proposed by several authors [2, 7, 8]. In [2] a Coarse WDM/OCDMA system is proposed employing codes with 511 chips and 10 nm width-channel, this approach implies 5 nm channel separation and thus is hardly applicable with 100 GHz WDM separation. The group of Petropoulos [7] proposed a WDM/OCDMA system which employed one different en/decoding device based on standard SSFBGs for each channel. This approach can lead to complex and cumbersome systems, with the main inconvenience that all the SSFBGs have to be stabilized in temperature independently. Another DWDM-OCDMA system is proposed by simulations in [8], in this case a single device can encode three adjacent 100 GHz WDM channels; but as we will demonstrate, the proposed schema presents coding capacity losses.

In this paper we propose and demonstrate a single device that provides a real WDM-OCDMA system without coding capacity loss. This device is based on short time chips compared with its inter-chip time separation and can be employed for en/decoding of multiple sub-bands simultaneously exploiting the total capacity of the code. We will theoretically demonstrate with averaging results over a family of 32 codes from the Gold-63 family the possibility of encode the same code over several adjacent channels. For the experimental verification we fabricated the proposed Multiple-channel Super Structured Fiber Bragg Gratings with $N = 63$ chips encoded in binary phase with 1mm inter-chip separation that provides 100 GHz ITU sub-band channeling. The final en/decoding device presents up to 4x100GHz sub-bands with an insertion loss penalty between 3 and 4 dB from centre to lateral bands.

2. Multi-band SSFBG proposal

As said before, in the CDS-OCDMA scheme, the encoder structure produces N copies of the original pulse. Thus, the impulse response for the CDS device under low reflectivity regime used for code “ p ” can be expressed as

$$h_p^{en}(t) = h_{chip}(t) \otimes \sum_{k=1}^N a_{p,k}^{en} \exp(j\phi_{p,k}^{en}) \delta(t - kt_{ch}) \quad (1)$$

where $h_{chip}(t)$ is the individual chip impulse response given by the technology or the fabrications limitations, $a_{p,k}^{en}$ and $\phi_{p,k}^{en}$ are the amplitude and phase imposed by the code word

“ p ” at the position “ k ” and t_{ch} is the inter chip separation. The spectral response then can be written as

$$H_p^{en}(\omega) = H_{chip}(\omega) \cdot \sum_{k=1}^N a_{p,k}^{en} \exp(j\phi_{p,k}^{en}) \exp(jk\omega t_{ch}) \quad (2)$$

where the $H_{chip}(\omega)$ is the global spectral envelope and corresponds to the Fourier transform of $h_{chip}(t)$. On the other hand, the complete summation term in (2) corresponds with a spectrally periodic function having a Frequency Repetition Period FRP = $1/t_{ch}$. The decoder is constructed by inscribing the reverse and conjugated code in its FBG structure. Thus, the exit global system response can be expressed as the convolution of the two contributions

$$y_{p,q}(t) = x(t) \otimes h_{p,q}^{system}(t) = h_{pulses}(t) \otimes h_{p,q}^{coding}(t) \quad (3)$$

The term $h_{pulses}(t) = x(t) \otimes h_{chip}(t) \otimes h_{chip}(t)$ is the part related with the input pulse shape $x(t)$ and those of the encoder and the decoder, where for simplicity we have considered that the individual impulse responses of the encoder and the decoder are equal. The part corresponding to the coding is

$$h_{p,q}^{coding}(t) = \sum_{k=1}^N a_{p,k}^{en} \exp(j\phi_{p,k}^{en}) \delta(t - kt_{ch}) \otimes \sum_{l=1}^N a_{q,l}^{dec} \exp(j\phi_{q,l}^{dec}) \delta(t - lt_{ch}) \quad (4)$$

where $a_{q,l}^{dec}$ and $\phi_{q,l}^{dec}$ correspond to the code word “ q ” at the position “ l ” imposed by the decoder. At the receiver front end, it is typical to assume a time gating with duration T_g and, thus, only accomplishing time integration along the inter-chip time interval around the peak of the decoded signal. This requires high speed electronics and/or nonlinear optical processing making more complex and costly the final device. Nevertheless, the main advantage of time gating is that the multi user interference noise contribution appearing along the whole bit period is rejected. In our calculations, we consider the typical value $T_g = t_{ch}$. Therefore, the signal obtained at the receiver photodetector when the code pattern is decoded correctly ($p = q$) is proportional to the gated autocorrelation, which has the expression

$$acp_p = \frac{1}{T_g} \int_{-T_g/2}^{T_g/2} |y_{p,p}(t)|^2 dt \quad (5)$$

We define the averaged wings as the averaged contribution of the signal outside the temporal gate:

$$w_p = \frac{1}{T_{tot}} \left[\int_{-T_{tot}/2}^{-T_g/2} |y_{p,p}(t)|^2 dt + \int_{T_g/2}^{T_{tot}/2} |y_{p,p}(t)|^2 dt \right] \quad (6)$$

where T_{tot} is the signal total duration. The dimensionless gated autocorrelation to wings ratio of code “ p ” is acp_p/w_p . A single value that informs about the quality of the whole family of codes is the averaging over all the codes, that is

$$r_w = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M acp_p / w_p \quad (7)$$

where M is the number of used codes of the family. When the encoded signal is not correctly decoded a cross correlation signal is obtained. We consider that the contribution of this signal to the noise figure must be time averaged because the encoded signal “ p ” is asynchronous to the decoding receiver “ q ”, consequently the cross correlation must be time independent. Thus, the averaged cross correlation term is

$$c_{p,q} = \frac{1}{T_{tot}} \int_{-T_{tot}/2}^{T_{tot}/2} |y_{p,q}(t)|^2 dt \quad (8)$$

Hence, the dimensionless autocorrelation to cross correlation gated ratio (A/C) for the case where the encoded signal with code “ p ” is decoded with the pattern “ q ” is $acp_p/c_{p,q}$. The quality of the global system is calculated averaging (A/C) over all the possible code combinations, obtaining a gated ratio of the form

$$r_g = \frac{1}{M(M-1)} \sum_{p=1}^M \sum_{q \neq p}^M acp_p / c_{p,q} \quad (9)$$

The quality of the en/decoding process depends on the shape and width of the h_{pulses} function. This function is the result of a double convolution, thus we can consider h_{pulses} as a Gaussian function with temporal width σ_t [9], or equivalently a bandwidth $\sigma_f = 1/(2\pi\sigma_t)$. Figure 1 shows the evolution of the averaged gated ratio r_g and the gated autocorrelation to wings ratio r_w in function of the full width half maximum (FWHM) frequency bandwidth for a family of $M = 32$ gold codes with length $N = 63$. In the simulations we have considered that the gate width is equal to the inter-chip separation t_{ch} . We employ in Fig. 1 the dimensionless ratio FWHM/FRP that is directly related to the ratio between system chip width and inter-chip separation t_{ch}/σ_t

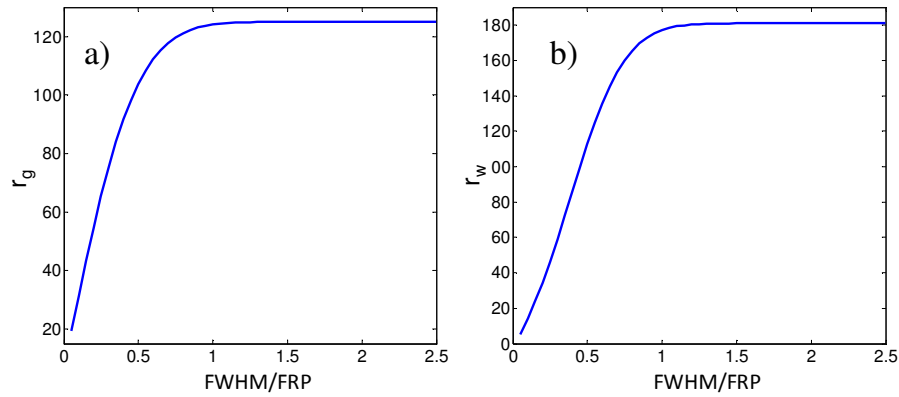


Fig. 1. Averaged gated ratio r_g , a). Averaged acp/w , r_w ratio b)

We observe that both the averaged autocorrelation to cross correlation gated ratio (r_g) and the gated autocorrelation to wings ratio (r_w) attain a maximum value when the pulses function bandwidth is around FRP . Thus, for a system with high coding capacity, the compound signal $h_{pulses}(t) = x(t) \otimes h_{chip}(t) \otimes h_{chip}(t)$ must have a bandwidth at least of the order of FRP . Therefore, it is possible to allocate several WDM frequency channels (S channels) and encode them with a single device without coding capacity loss, if the en/decoder global spectral envelope $H_{chip}(\omega)$ does not present notches in a bandwidth of the order of $S \cdot FRP$. In the system presented in [8] they encode three channels sharing a single FRP with $FRP/3$ channel separation and thus it is not optimal in terms of coding capacity.

In a real situation, the non-limited spectral response of the ideal component, whose impulse response is $h_{i,j}^{coding}(t)$ (4), is reduced by the frequency response of the individual technological elements that accomplish the en/decoding process $h_{chip}(t)$. The most employed technology consists in the use of SSFBG structures that provide a local and distributed reflectivity along the whole inter-chip separation (t_{ch}). In this case, the device global spectral envelope $H_{chip}(\omega)$ corresponds to a sinc-like function with main lobe FWHM bandwidth approximately equal to $0.9 \cdot FRP$ and strong notches at $\pm FRP$. Consequently, due to the presence of the notches, in the standard scheme it is only possible to encode a code in the main lobe without coding capacity loss. Hence, in order to increase the SSFBG bandwidth, we propose an SSFBG in which the information of each chip is only inscribed in a narrow region of the fiber during the fabrication process, giving rise to a device whose bandwidth is independent of the inter-chip separation (t_{ch}). This aspect of SSFBGs has not been addressed

in the literature but it has an important impact on the frequency range over the SSFBG en/decoders. Figure 2 shows an illustrative simulation for a 17 chip code length and summarizes two representative cases for $t_{ch} = 10\text{ps}$: 1) Standard square shape chip covering the whole inter-chip separation. In this case the spectral envelope is a sinc-like function with notches at $\pm \text{FRP}$ ($\text{FRP} = 100\text{GHz}$) where we can only employ the narrow central lobe. 2) Here, we propose a Gaussian chip with reduced chip temporal width ($\sigma_{\text{chip},t}$) of 1ps which provides a broadband spectral envelope without notches. We can see that, in addition to the central band, the lateral bands at $\pm \text{FRP}$ and $\pm 2\text{FRP}$ can be employed for the encoding of the same code information simultaneously for different transmitters on a single device. The only drawback in using multiband SSFBG encoders is the different power loss caused by the shape of the global spectral envelope. The fast variation pattern in Fig. 2 is determined by the summation term containing the code information in (2).

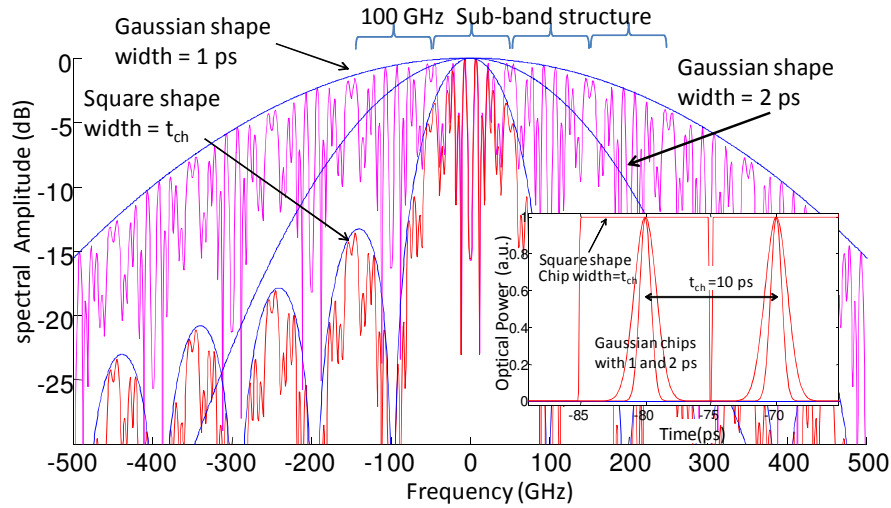


Fig. 2. Multi-Band proposal by shortening the chip temporal width $\sigma_{\text{chip},t}$. Inset: Chip temporal shapes.

2. Multi-band SSFBG fabrication process

The fabrication technique used by our group consist in focusing a ultraviolet laser argon-ion laser emitting at 244 nm into a boron-germanium codoped photosensitive single-mode fiber by means of the phase mask technique. During the fabrication process the optical fiber remains in a fixed position while the phase mask and the UV beam displace along the optical axis with the aid of a controlled translation stage so as to provide accurate Bragg phase control. Please note that the phase coding is done by controlling the position of the illuminations, and then the same uniform phase mask can be used to inscribe all the code patterns of the different Multiband SSFBGs. The illumination is only done in some specific regions of the fiber core, in the so called chip by chip illumination technique. The chip by chip inscription is achieved with the aid of an optical shutter placed at the exit of the UV laser. In the exposed areas, the process is accomplished at constant UV power and exposition time to avoid induced chirp. Normally, SSFBGs are fabricated in the low reflectivity regime, so the illumination figure during the fabrication process is mapped on the impulse response. Thus, to obtain a device with a bandwidth much greater than the FRP each chip has to be only inscribed in a narrow region of the fiber during the fabrication process. Therefore, we have reduced the ultraviolet laser beam width σ_{UV} during the fabrication process by means of a convergent lens placed in between the UV laser and the phase mask. If we consider the illumination beam as Gaussian with σ_{UV} width, the individual chip impulse $h_{\text{chip}}(t)$ will be also

Gaussian with width $\sigma_{chip,t} = (2n/c) \cdot \sigma_{UV}$, where n is the fiber core refractive index and c the speed of light. The global envelope will also have a Gaussian shape with a width

$$\sigma_{chip,\omega} = \frac{c}{2n\sigma_{UV}} \quad (10)$$

this relationship allows us to control the encoder bandwidth independently of the chip rate ($1/t_{ch}$).

In Fig. 3 we can see the effect of the focused UV on the frequency response. We have fabricated a 63 long code with $L_{ch} = 1$ mm (FRP = 100 GHz) in the low reflectivity regime.

In the case where the laser pulse is not further focalized, we obtain a global envelope of the order of FRP. On the other hand, for the focused beam setup we set $\sigma_{UV} = 100\mu\text{m}$ and we obtain a much wider spectrum with a FWHM of approximately 300 GHz.

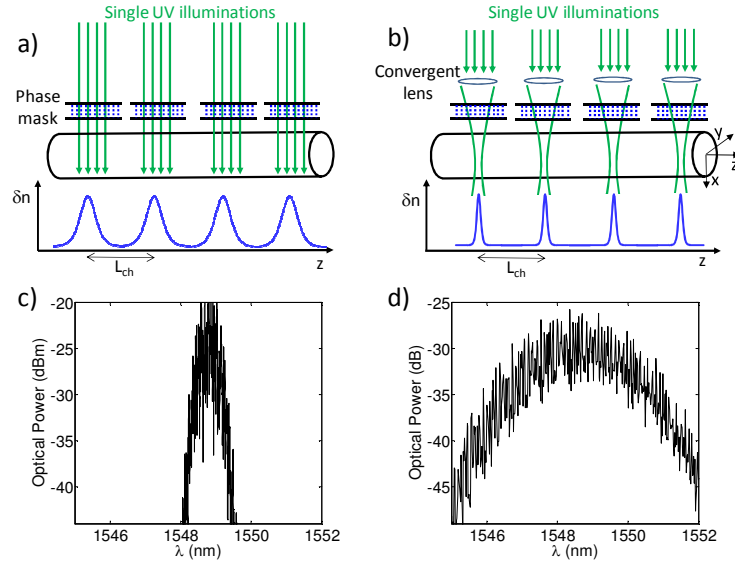


Fig. 3. Comparison between the non focalized fabrication and the proposed focalized UV beam technique in the low reflectivity regime. Scheme of the standard not focalized technique a). Scheme of the chip by chip with focalizing lens b). Measured spectrum for non focalized c) and focalized technique d)

3. Multi-band en/decoding experimental verification

In this section we demonstrate the multi-band (MB) en/decoding operation by using two codes and four WDM channels (CH1 to CH4). Seven MB_SSFBG en/decoders (2 encoders and 5 decoders) with 63 chips encoded by means of binary phase changes were fabricated. For the chip by chip fabrication, we used a focused Gaussian UV fringe pattern ($\sigma_{UV} = 100\mu\text{m}$) to produce a short chip width compared to the inter-chip separation that was fixed to 1 mm ($t_{ch} = 10\text{ps}$) to provide 100 GHz ITU sub-band channelling. The final en/decoding devices present $4 \times 100\text{GHz}$ sub-bands with an insertion loss penalty between 3 and 4 dB from centre to lateral bands, allowing us to encode four 100 GHz channels without requirements of WDM devices.

Figure 4 shows the system set up for the multiband en/decoding. The two encoders are labeled C1 and C2 respectively for code “1” and code “2”. We employed four optical sources at 1.25 Gp/s: three DFB lasers (CH2, CH3, CH4) pulsed by gain switching technique [10] coded with encoder C1 and a Tunable Mode Locked Laser (MLL). The MLL source can be tuned alternatively between CH1 to CH4 and codified with both codes. At the receiver front end, for the demultiplexing stage, we employed four adjacent channels of an Array

Waveguide Grating (AWG) router with 0.8 nm channel spacing and 0.4 nm 3 dB bandwidth. After channel filtering, we used four identical MB_SSFBG to decode code 1 C1c (A to D) and one MB_SSFBG to decode code 2: C2c. In this case we only used one sub-band at each decoder because the signal to each remote node comes from the AWG. Nevertheless, in general network scenery the multiple band decoders could be exploited in different way with no band limitation for the decoding device. The seven MB-SSFBG were fed through the respective circulators and placed into thermal boxes to compensate their detuning after fabrication and to ensure a stable operation. Please note that there is only one SSFBG needed per code pattern on the encoder side and then only one thermal box is required in contrast with the previous proposals [5], [7] where for each sub-band and each code a SSFBG a thermal box is necessary making the system more complex and cumbersome.

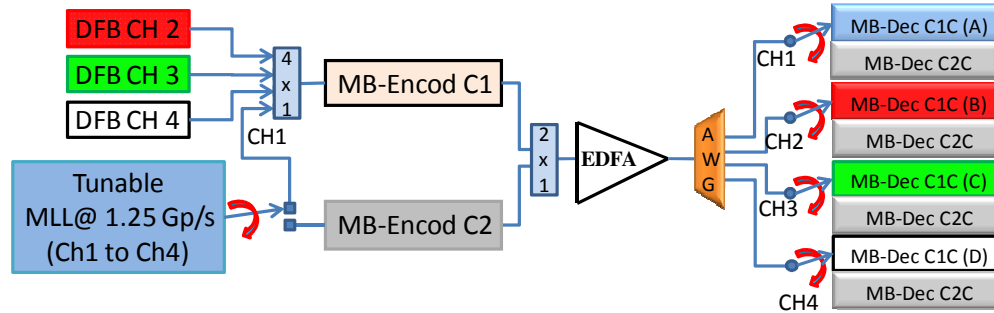


Fig. 4. Experimental system set-up.

Figure 5(a) shows the spectra for en/decoders implementing code 1. The traces have been displaced vertically for better representation. We can clearly identify the spectral repetition period of 100GHz (0.8 nm) and the slow decaying envelope lower than 2 dB at 0.8 nm from maximum and 4 dB for 1.6 nm. We can observe slight differences on the spectral shapes due to inaccuracies produced in the fabrication process. For example, fiber and mask separation must be adjusted to $\sim 60 \mu\text{m}$ and maintained along the device (6.3 cm). Also constant mechanical strain is applied to the fiber to minimize the bending which affects the spectral response. In addition, an electronic UV beam electronic tracking is employed to follow the minor fiber tilt for long gratings.

Note that the obtained broadband spectral envelope can be employed for coding a single very broad band pulsed signal (like in a standard approach), or divided in sub-bands, as we propose here, in a WDM-OCDMA system employing narrower optical sources. It is important to note that there is no constraint of the WDM channels allocation with regard to the spectral shape of the en/decoders. Therefore, the channels central frequency can be freely chosen providing an additional degree of freedom for the system design. Figure 5(b) provides a more precise measurement of the Multi-Band en/decoders along 2.5 nm wavelength span with detail of the AWG bands used in the WDM demultiplexing. We can see the fast spectral periodic profile and the perfect matching between the encoder and the decoder to perform the ACP recovery by means of the thermal control. This strict wavelength matching for ACP recovery between C1 and C1c can be relaxed between different codes (C1 and C2) without increasing the interfering cross-correlation signal [11]. In the case of the proposed multiband encoders this circumstance can be easily exploited due to the broad bandwidth without notches at the envelope.

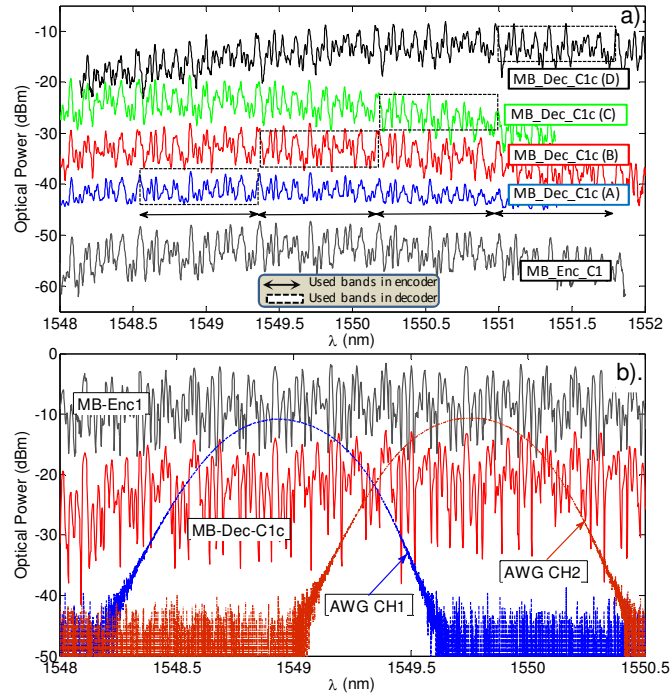


Fig. 5. a) Spectral measurement of the Multi-band en/decoders, b) Spectrum detail with respect to the AWG bands.

Figure 6 shows the spectra captured at the AWG outputs of the DFBs signals encoded with the MB_SSFBG C1 and the MLL signal codified with code 2 and tuned to CH1. We can see the same spectra shape for channels CH2, CH3 and CH4, which corresponds to C1 and a different shape for CH1 which has been codified using C2. We observe that each WDM channel covers a different portion of the MB_SSFBG spectrum. We can also see that the inter-channel crosstalk level is lower than 20 dB for all channels avoiding any possible interference effect on the quality of the codification. This principle can be replicated for a higher number of sub-bands being affected by additional insertion losses given by the slow decaying envelope of the multi-band encoder. After codification the aggregate of signals can be transmitted through the link; finally, they can be redirected to different optical remote nodes by WDM demultiplexing, such as WDM Passive Optical Network (PON) architecture.

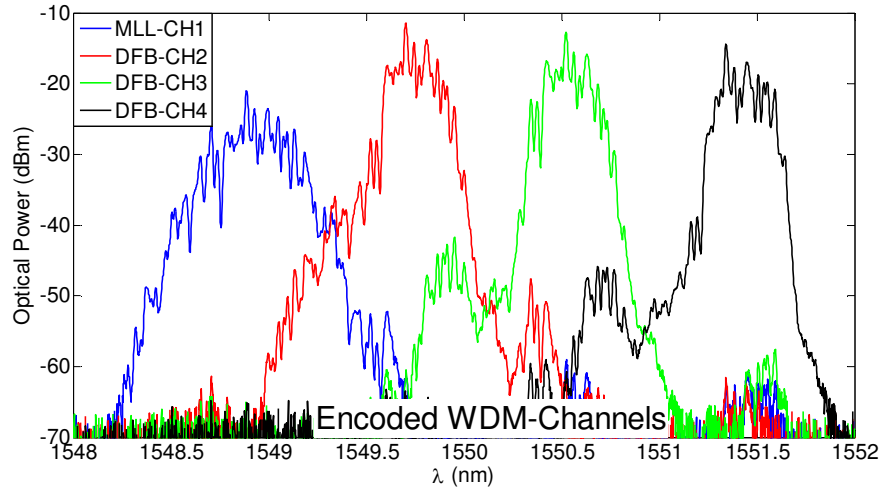


Fig. 6. Encoded spectrums at the AWG outputs. Code 2 in CH1 (blue), Code 1 in CH2 (red), CH3 (green) and CH4 (black)

Figure 7 shows the transmitted encoded sequences when each source was switched on independently. Notice how the MB_SSFBG C1 encoder provides an identical encoded sequence for the pulses centered at wavelength of CH2 and CH3. CH4 is not shown in Fig. 7 but it has also the same shape as CH2 and CH3 since it is codified using the same MB_SSFBG encoder. We can also observe that all encoded signals present strong amplitude variations which should not be present in bipolar phase encoding. This effect is due to the interference between adjacent chips with 0 to π phase change (or vice versa) and is caused by the higher pulse width than inter-chip separation of the available optical sources for the experiment. For the DFB input pulse width is around 45 ps and for the MLL is around 25 ps. This figure is also limited by the sampling oscilloscope electrical bandwidth (80 GHz). In any case this is a practical limitation on the experimental demonstration and it does not affect conceptually to the multi-band en/decoding concept.

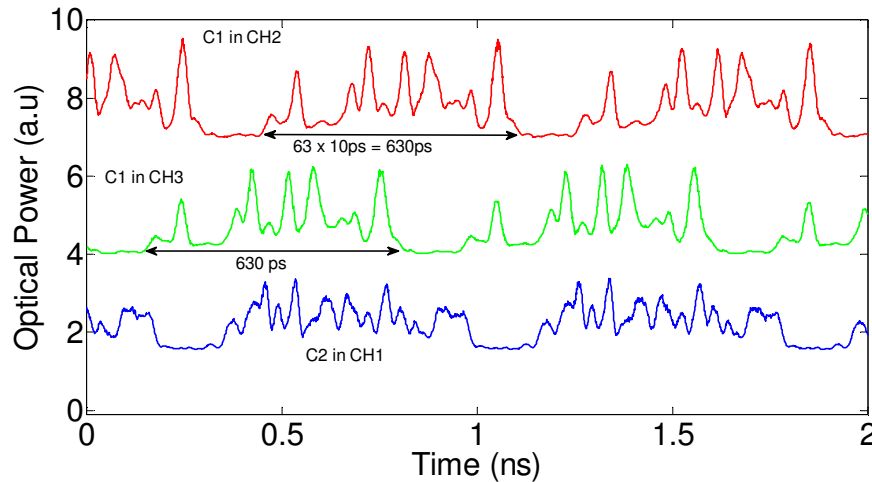


Fig. 7. Codified sequences at the AWG input. Code 2 in CH1 (blue), Code 1 in CH2 (red) and CH3 (green)

The WDM-OCDMA en/decoding process was verified by the pulsed signal recovery (Fig. 8) at the exit of each decoder. We observe a sharp Auto-Correlation Peak (ACP) for the matched pairs ($C1 \cdot C1c$ and $C2 \cdot C2c$ for each channel) and a noise-like Cross-Correlation

(XC) ($C1 \cdot C2c$ and $C2 \cdot C1c$ for each channel). ACP power was adjusted to the same value for all cases to perform the ACP/XC ratio in the same interfering conditions and it was about 10 dB for the worst case. Higher effective ACP/XC ratio should be expected for a 63 chip bipolar code but in our experimental setup it was limited by the DFBs and MLL pulse widths and also by the sampling oscilloscope electrical bandwidth.

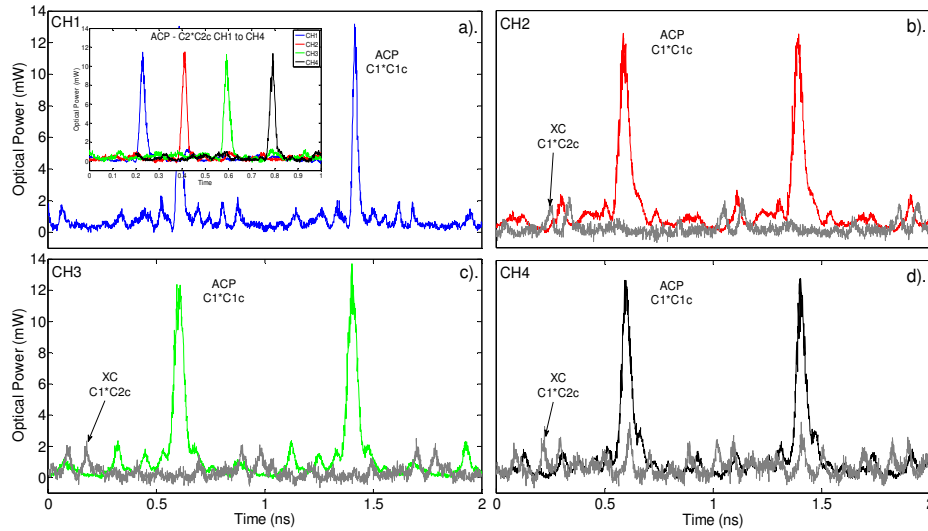


Fig. 8. Decoded temporal signals at the exit of each decoder when the code is correctly decoded and when the encoder and decoder patterns do not match. Inset autocorrelation figures for $C2 \cdot C2c$ case using the MLL.

We must point out some optical network considerations which are closely related to the features and required number of the en/decoder devices. In optical access networks with WDM signal distribution such as the one proposed in the experimental set-up, each Optical Network Unit (ONU) is situated in a different location. Each ONU receives a single channel (encoded sub-band) with fix spectral location for the case of static optical networks or even with tunable spectral location for reconfigurable optical networks. In this situation MB-SSFBG decoders provide decoding capabilities for a given number of sub-bands on the same device. Moreover, the optical network described could be extended to support more than one sub-band could reach simultaneously the ONUs. In this case, the MB-SSFBG decoder maintains its features decoding simultaneously each sub-band but a wavelength demultiplexing device (i.e AWG or FBGs) must be employed after the MB-SSFBG decoder. Finally, standard SSFBG decoders covering just only one band could be employed to decode signals from MB-SSFBG encoders with no need of wavelength demultiplexing. However, the upgrade of the network will require new devices including their independent thermal control, increasing complexity and cost.

3. Conclusion

We have proposed, fabricated and demonstrated experimentally a multi-channel broadband Coherent Direct Sequence en/decoder for WDM-OCDMA applications. The device operation is based on SSFBGs with short chips compared with its device chip separation. The obtained device presents a broadband envelope with respect to its periodic spectral pattern that can be employed for en/decoding of multiple sub-bands simultaneously. For the experimental verification we fabricated Super Structured Fiber Bragg Gratings with 63 chips encoded in binary phase with 1mm inter-chip separation that provides 100 GHz ITU sub-band channeling. The final en/decoding device presents up to 4×100 GHz sub-bands with an insertion loss penalty between 3 and 4 dB from centre to lateral bands.

Acknowledgments

We would like to thank our reviewers for their thoughtful comments and suggestions. This work was supported by the Spanish Government project TEC 2009-12169, and the Valencian Government under the project ACOMP/2010/023.

Multi-Channel En/Decoding Devices for WDM – Coherent Direct Sequence OCDMA Applications Based on Super Structured Fibre Bragg Gratings

Waldimar Amaya, Member, IEEE, Daniel Pastor, Rocío Baños, Victor Garcia-Munoz
Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia, Universidad Politécnica de Valencia,
Camino de Vera s/n, 46021 Valencia, Spain
Tel: (+34) 963877007 (ext 88142), Fax: (+34) 963879583, e-mail: dpastor@dcom.upv.es

ABSTRACT

We propose and demonstrate experimentally a Coherent Direct Sequence OCDMA en/decoder that presents a broadband spectral envelope and a periodic spectral pattern inside the main lobe that can be employed for en/decoding multiple sub-bands simultaneously. Multi-channel operation is verified experimentally by means of Multi-Band Super Structured Fibre Bragg Gratings with binary phase encoded chips fabricated with 1 mm inter-chip separation that provides 100 GHz ITU sub-band separation. The WDM-OCDMA system verification was carried out employing simultaneous encoding of two adjacent sub-bands and two different OCDMA codes.

Keywords: Coherent Direct Sequence (CDS) Optical Code Division Multiple Access (OCDMA), Super-structured Fiber Bragg Gratings (SSFBG). Wavelength Division Multiplexing (WDM).

1. INTRODUCTION

All optical coherent en/decoding employing Direct Sequence (CDS) technique has been demonstrated employing both Planar Lightwave Circuits (PLC) or Super Structured Fibre Bragg Gratings (SSFBG) [1-4]. Their typical applications are OCDMA for multiple user access networks or all optical en/decoding of headers (or labels) in Photonic Label Switching (PLS) networks [1-4]. CDS-OCDMA technique can be also exploited in combination with WDM signals or conveyed into WDM bands [4]. Independently of the application or technology ideal, Coherent DS technique consists of the following main principles: 1) one optical pulse is applied to the encoder which must provide N copies of it, called chips, along the time axis separated by the inter-chip time t_{ch} . 2) Each chip (or individual part of the encoded signal) has the encoding information in amplitude or phase accordingly to a given code word. 3) At the decoder front end, the process is reversed in time and optical phase conjugated to provide a proper Auto-Correlation Peak (ACP) signal with the right transmitter-receiver pairs or a Cross-Correlation (XC) signal between undesired interference users.

The generation of N copies of the original pulse, imposes a periodical spectral response of the encoder device with a spectral period equal to the inverse of the pulse separation t_{ch} . This fact allows performing the encoding stage in different bands using one unique device. The same spectral periodic behaviour is present in the decoder device. In a real situation, the non-limited spectral response of the ideal component is reduced by the frequency response of the individual technological elements that accomplish the previously described tasks. One of the most employed technology, as commented above, are the SSFBG structures that provide a local and distributed reflectivity along the whole chip duration instead of pure time displacement with no time width (like the ideal Dirac's impulse response), limiting the device bandwidth. Hence, in order to increase the SSFBG bandwidth, we propose an SSFBG in which each chip information is only inscribed in a narrow region of the fiber during the fabrication process. This aspect of SSFBGs has not been addressed in the literature but it has an important impact on the frequency range over the SSFBG en/decoders can be exploited.

In this way, here we propose and demonstrate experimentally a broadband Coherent Direct Sequence en/decoder based on short time chips compared with its chip time separation that can be employed for en/decoding of multiple sub-bands simultaneously. For the experimental verification we fabricated Super Structured Fibre Bragg Gratings with 63 chips encoder in binary phase with 1 mm inter-chip separation that provides 100 GHz ITU sub-band channelling. The final en/decoding device presents up to 4x100 GHz sub-bands with a insertion loss penalty between 3-4 dB from centre to lateral bands.

2. MULTI-BAND SSFBG EN/DECODING PROPOSAL

As previously described the impulse for the CDS device under low reflectivity regimen can be expressed as

$$h(t) = h_{chip}(t) \otimes \sum_{k=-N/2}^{N/2} a(k) \exp(j\phi_k) \delta(t - kt_{ch}) \quad (1)$$

where $h_{chip}(t)$ is the individual chip impulse response given by the technology or the fabrications limitations, $a(k)$ and $\phi(k)$ are the amplitude and phase imposed by the code word and t_{ch} is the inter chip separation. The spectral response then can be written as

$$H(\omega) = H_{chip}(\omega) \cdot \sum_{k=-N/2}^{N/2} a(k) \exp(j\phi_k) \exp(jk\omega t_{ch}) \quad (2)$$

where the $H_{chip}(\omega)$ is the whole spectral envelope and corresponds to the Fourier transform of $h_{chip}(t)$. On the other hand, the complete summation term in (2) corresponds with a spectrally periodic function having a Frequency Repetition Period FRP = $1/t_{ch}$. Figure 1 summarises two representative cases for $t_{ch} = 10$ ps: 1) Standard square shape chip covering the whole chip duration. This is the case of devices without any amplitude variations and sharp changes of the refractive index modulation phase between chips. In this case the spectral envelope is a sinc-like function with notches at $\pm FRP$, with $FRP = 100$ GHz. Consequently we can only employ the narrow central lobe and multi-channel en/decoding is not possible. 2) Here, we propose a Gaussian chip with reduced chip duration of 1 ps which provides a broadband spectral envelope without notches. We can see that, in addition to the central band, the lateral bands at $\pm FRP$ and $\pm 2FRP$ can be employed for the encoding of the same code information simultaneously for different transmitters on a single device. The observed fast variation pattern in Fig. 1 is determined by the summation term at (2) and in this case was generated by a 17 chip code length.

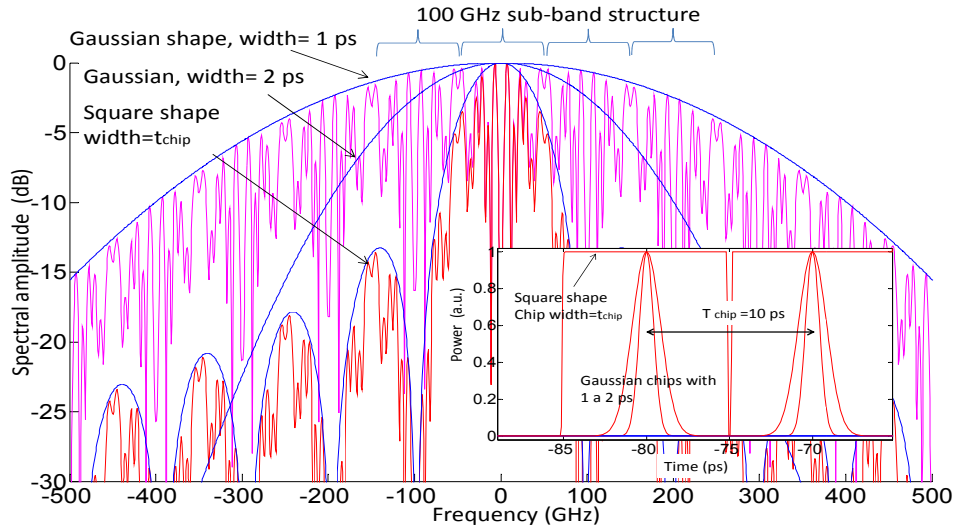


Figure 1. Multi-Band proposal by shortening the chip time. Inset: Chip temporal shapes.

3. MULTI-BAND EN/DECODING EXPERIMENTAL VERIFICATION.

The multi-band (MB) en/decoding operation was verified employing the system setup shown in Fig. 2. Six MB_SSFBG en/decoders (two encoders and 4 decoders) were fabricated chip by chip with a focused Gaussian UV fringe pattern (~ 0.2 mm approx.) to provide short chip width compared to the chip separation that was fixed to 1 mm ($t_{ch} = 10$ ps).

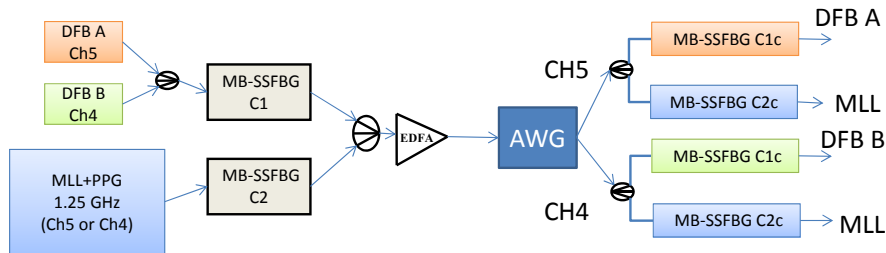


Figure 2. System set up.

Figure 3 shows their spectral characterization. We can clearly identify the spectral repetition period of 100 GHz (0.8 nm) and the slow decaying envelope lower than 2 dB at 0.8 nm from maximum and 4 dB for 1.6 nm. The six MB-SSFBG are feed through the respective circulators and placed into thermal boxes to compensate their detuning after fabrication and to ensure a stable operation. As we can see in Fig. 3 the en/decoders pairs C1*C1c and C2*C2c must be perfectly matched in frequency. However, cross correlation signal between C1 and C2 does not increase with the frequency detuning providing and added degree of flexibility [5]. Note that the obtained broadband spectral envelope can be employed for coding a single very broad band pulsed signal (like in a standard approach), or divided in sub-bands, as we propose here, in a WDM-OCDMA system employing narrower optical sources. The number of feasible sub-bands depends on the

envelope bandwidth (inverse of the effective fabricated chip duration) and the FRP (0.8 nm in this case controlled by the chip separation). Also, note that there is not a fix relation between the sub-band allocation, width, and the spectral pattern of the multiband en/decoders (just only the perfect matching between en/decoder pairs). We employ two adjacent channels of an Array Waveguide Grating (AWG) router (Fig. 3) with 0.8 nm channel spacing and 0.4 nm 3 dB bandwidth (channels named CH4 and CH5).

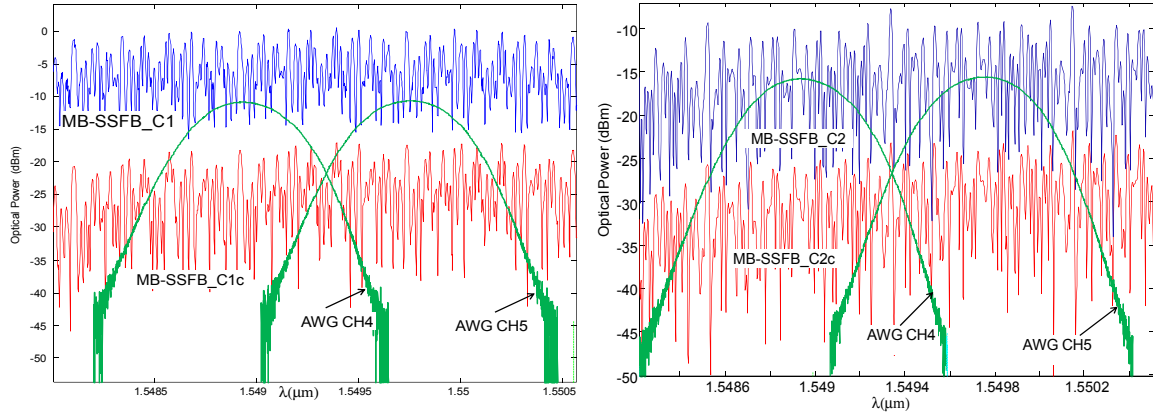


Figure 3. Spectrum of multiband en/decoders. Left: MB_SSFBG (C1) and MB_SSFBG (C1c). Right: MB_SSFBG (C2) and MB_SSFBG (C2c).

We employed three optical sources: two DFB lasers pulsed by gain switching technique [6] at 1.25 Gp/s, and a Mode Locked Laser (MLL) at 5 Gp/s rate before a Pulse Patter Generator (PPG) to reduce the pulse rate to 1.25 Gp/s. DFBs (A and B) were combined by a 3 dB splitter and tuned to the two sub-bands (CH4 and CH5). The MLL source was tuned alternatively to CH4 or CH5 to share the bands with DFBs.

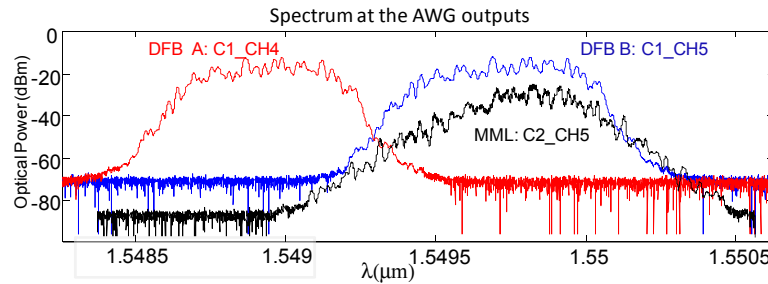


Figure 4. Spectrum of encoded signals at the AWG outputs.

Signals from DFBs A and B were encoded in the same MB_SSFBG(C1) covering a different portion of its spectrum and the MLL signal was encoded on a separated MB_SSFBG(C2) employing alternatively CH4 and CH5 as indicated. This principle can be replicated for a higher number of sub-bands being affected by additional insertion losses given by the slow decaying envelope of the multi-band encoder. Next, the aggregate of signals can be transmitted; finally, they can be redirected to different optical remote nodes by WDM demultiplexing, such as WDM Passive Optical network (PON) architecture. Figure 4 shows the spectrums of DFBs and the MLL signals (case of tuned to CH5) at the AWG outputs. MLL trace was displaced down 20 dB for better comparison. The en/decoding process was verified by the pulsed signal recovery (Fig. 5): Auto-Correlation Peak (ACP) for the matched pairs (C1*C1c & C1*C2c) and the Cross-Correlation (XC) (C2*C1c & C1*C2c). For the remote node decoder we also employed multi-band encoders (C1c and C2c), but in this case we only used one sub-band because the signal to each remote node comes from the AWG. Nevertheless, in general network scenery the multiple band decoder could be exploited in different way with no band limitation for the decoding device. ACP power was adjusted to the same value for all the cases to perform the ACP/XC ratio in the same interfering conditions and it was about 10 dB for the worst case. Higher effective ACP/XC ratios should be expected for a 63 chip bipolar code but in our experimental setup it was limited by the DFBs pulse width (~ 30 ps), which is higher than the chip time (~ 10 ps) and also by the sampling oscilloscope electrical bandwidth (80 GHz). Figure 5d shows additionally the transmitted sequences after the second splitter where each source was switched on consecutively. Notice how the MB_SSFBG C1 encoder provides an identical encoded sequence for the pulses centred at wavelength of CH4 and CH5. We can also observe that all encoded signals present strong amplitude variations which are not present in the encoder devices which were bipolar phase encoded. This effect is due to the interference between adjacent chips with 0 to π phase change (or vice versa) and is caused by the higher pulse width than chip time previously cited. This situation does not affect conceptually to the multi-band en/decoding concept.

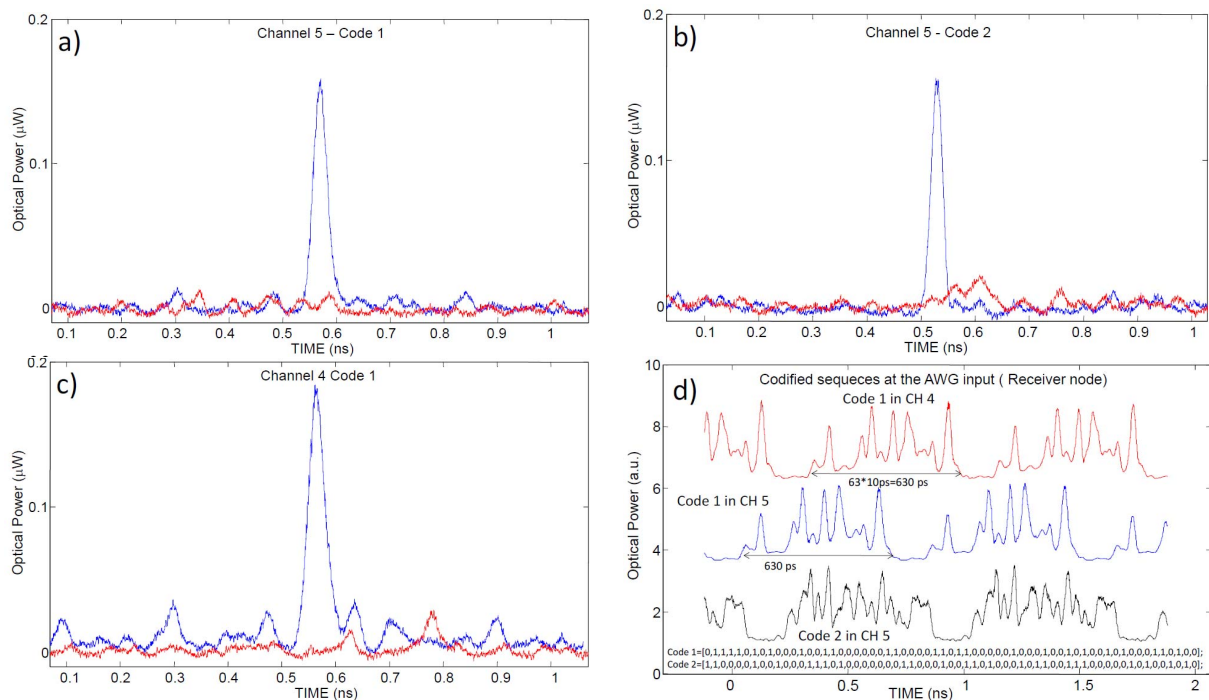


Figure 5: a) ACP ($C1^*C1c$) and XC ($C2^*C1c$) at CH5, b) ACP ($C2^*C2c$) and XC ($C1^*C2c$) at CH5, c) ACP ($C1^*C1c$) and XC ($C2^*C1c$) at CH4. d) Codified sequences at the AWG input.

4. CONCLUSIONS

We have proposed, fabricated and demonstrated experimentally a multi-channel broadband Coherent Direct Sequence en/decoder for WDM-OCDMA applications. The device operation is based on SSFBGs with short chips compared with its device chip separation. The obtained device presents a broadband envelope and a periodic spectral pattern inside the main lobe that can be employed for en/decoding of multiple sub-bands simultaneously. For the experimental verification we fabricated Super Structured Fibre Bragg Gratings with 63 chips encoded in binary phase with 1 mm inter-chip separation that provides 100 GHz ITU sub-band channelling. The final en/decoding device presents up to 4x100 GHz sub-bands with an insertion loss penalty between 3-4 dB from centre to lateral bands.

ACKNOWLEDGEMENTS

Spanish Government project TEC 2009-12169, and Valencian Government under the project ACOMP/2010/023.

REFERENCES

- [1] X. Wang, N. Wada, "Experimental demonstration of OCDMA traffic over optical packet switching network with hybrid PLC and SSFBG en/decoders", *J. Light. Technol.*, vol. 24, pp. 3012, 2006.
- [2] K. Matsushima; Xu Wang; S. Kutsuzawa; A. Nishiki; S. Oshiba; Naoya Wada; K. Kitayama; , "Experimental demonstration of performance improvement of 127-chip SSFBG en/decoder using apodization technique," *Photonics Technology Letters, IEEE* , vol.16, no.9, pp.2192-2194, Sept. 2004.
- [3] Wada, N.; Chujo, W.; Kitayama, K., "1.28 Tbit/s (160 Gbit/s×8 wavelengths) throughput variable length packet switching using optical code based label switch," *Optical Communication, 2001. ECOC '01. 27th European Conference on*, vol.6, pp. 62- 63, 2001.
- [4] P. C. Teh, et al., "Demonstration of a four-channel WDM/OCDMA system using 255-chip 320-Gchip/s quaternary phase coding gratings", *IEEE Photon. Technol. Lett.* vol. 14, pp. 227-229, 2002.
- [5] Pastor, D.; Amaya, W. and Garcia-Olcina, R., "Coherent direct sequence optical code multiple Access encoding-decoding efficiency versus wavelength detuning", *Optics Letters*, vol. 32, pp. 1896-1898, 2007.
- [6] Pastor, D.; Amaya, W.; Garcia-Olcina, R.; "Coherent Direct Sequence optical en/decoding employing low cost DFB lasers with narrow optical band consumption – towards realizable photonic label switching," *Transparent Optical Networks (ICTON), 2010 12th International Conference on* , vol., no., pp.1-4, June 27 2010-July 1 2010.

COD/DECODIFICADORES MULTICANAL PARA APLICACIONES WDM- OCDMA BASADOS EN REDES DE DIFRACCION DE BRAGG

Waldimar Amaya, Daniel Pastor, Rocío Baños, Víctor García-Muñoz

walamoc@iteam.upv.es, dpastor@dcom.upv.es, robaolo@iteam.upv.es, vicgarmu@upvnet.upv.es.
Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (iTeam), Universidad Politécnica de Valencia
(UPVLC). Camino de Vera s/n, 46021 Valencia. España

Abstract- In this paper we present a new propose and its respective experimental demonstration about Coherent Direct Sequence OCDMA en/decoder that presents a broadband spectral envelope and a periodic spectral pattern inside the main lobe that can be employed for en/decoding multiple sub-bands simultaneously. Multi-channel operation is verified experimentally by means of Multi-Band Super Structured Fibre Bragg Gratings with binary phase encoded chips fabricated with 1mm inter-chip separation that provides 100 GHz ITU sub-band separation. The WDM-OCDMA system verification was carried out employing simultaneous encoding of two adjacent sub-bands and two different OCDMA codes.

I. INTRODUCCIÓN

Las técnicas de cod/decodificación que usan secuencia directa (CDS) han sido demostradas ampliamente empleando, tanto circuitos de guía de onda plana óptica (PLC) como redes de difracción de Bragg superestructuradas (SSFBG) [1]-[4]. Entre sus aplicaciones están los sistemas de acceso múltiple por división en código (OCDMA) los cuales son una alternativa de acceso a los usuarios dentro de la red, o también la codificación de etiquetas en redes ópticas de conmutación de paquetes (PLS) [1]-[4]. Una de las ventajas de los sistemas CDS-OCDMA es que puede ser implementado en combinación con señales WDM o transmitida dentro de bandas WDM [4]. Independientemente de la aplicación, la técnica CDS consiste de las siguientes premisas: 1) Un pulso óptico ultracorto es aplicado al codificador el cual lo mapea en N copias llamadas chips a lo largo del eje temporal, de esta manera cada chip es una versión atenuada del pulso original. 2) cada chip (cada una de las partes de la señal codificada) tiene la información de codificación en amplitud y fase de acuerdo con la palabra código dada. 3) En el lado del decodificador, se realiza el proceso inverso en tiempo y fase conjugada para obtener el pico de autocorrelación (ACP) con la pareja correcta transmisor receptor o la señal de correlación cruzada (XC) entre usuarios interferentes con códigos distintos.

La generación de N copias del pulso original, implica una respuesta espectral periódica de los dispositivos codificadores con un período espectral igual a la inversa de la separación entre pulsos (t_{ch}). Este hecho permite realizar la codificación en diferentes bandas usando un único dispositivo. En el decodificador se presenta el mismo comportamiento periódico del espectro. En una situación real, la respuesta espectral ilimitada del componente ideal se

ve reducida por la respuesta en frecuencia del dispositivo real que lleva a cabo las funciones anteriormente descritas. Una de las tecnologías más empleadas, como hemos dicho anteriormente, son las estructuras SSFBGs que proporcionan una reflectividad distribuida localmente a lo largo de toda la duración del chip en lugar de ser un desplazamiento puro en el tiempo sin ninguna duración (idealmente como una delta de Dirac), limitando el ancho de banda del dispositivo. Por lo tanto, para incrementar el ancho de banda de la SSFBG, se propone que durante el proceso de fabricación la grabación de cada chip sobre la fibra se realice con el haz de laser UV mas estrecho posible. Aunque este aspecto de las SSFBGs no ha sido estudiado en profundidad, tiene un impacto importante sobre el rango de frecuencia que puede ser explotado en los procesos de cod/decodificación.

De esta forma, proponemos y demostramos experimentalmente cod/decodificadores de banda ancha para sistemas coherentes en secuencia directa basados en SSFBGs cuyos chips tienen una duración muy pequeña en comparación con el tiempo entre chips ($\sigma_{ch} \ll t_{ch}$). La principal ventaja de estos dispositivos es que pueden ser empleados para cod/decodificar múltiples bandas simultáneamente. Para la verificación experimental fabricamos redes de difracción codificadoras con 63 chips en fase binaria y con 1 mm de separación entre chips que permite la canalización de sub-bandas ITU de 100 GHz. El dispositivo cod/decodificador final presenta más de 4x100GHz sub-bandas con penalización por pérdidas de inserción entre la banda central y las laterales de 3-4 dB.

II. PROPUESTA DE COD/DECODIFICACIÓN MULTIBANDA CON SSFBG

Como se describió previamente el impulso para un dispositivo CDS en régimen de baja reflectividad puede ser expresado como:

$$h(t) = h_{chip}(t) \otimes \sum_{k=-N/2}^{N/2} a(k) \exp(j\phi_k) \delta(t - kt_{ch}) \quad (1)$$

donde $h_{chip}(t)$ es la respuesta impulsiva de cada chip individual limitada tecnológicamente por las técnicas empleadas en la fabricación, $a(k)$ y ϕ_k son la amplitud y la fase impuesta por la palabra código y t_{ch} es la separación

entre chips. De tal manera que la respuesta espectral puede ser escrita como

$$H(\omega) = H_{chip}(\omega) \cdot \sum_{k=-N/2}^{N/2} a(k) \exp(j\phi_k) \exp(jk\omega t_{ch}) \quad (2)$$

donde $H_{chip}(\omega)$ es la envolvente total del espectro y corresponde con la transformada de Fourier de $h_{chip}(t)$. Por otra parte, la suma total de los términos en (2) corresponde con una función periódica espectralmente cuyo período de frecuencia de repetición $FRP=1/t_{ch}$. La Fig. 1 resume dos casos representativos para $t_{ch}=10ps$: 1) Chip estándar de forma cuadrada que cubre la totalidad de la duración del chip. Este es el caso de dispositivos sin ninguna variación de amplitud ni cambios fuertes en la modulación de fase del índice de refracción entre chips. La forma de la envolvente espectral para este caso es una función sinc con nulos a $\pm FRP$, con $FRP=100GHz$. Por consiguiente la cod/decodificación multicanal no es posible ya que solo se puede emplear el lóbulo central. 2) el segundo caso corresponde a nuestra propuesta, es decir, un chip gaussiano con una duración reducida a 1ps lo cual proporciona un ancho de banda espectral sin nulos. Podemos ver que, adicional a la banda central, las bandas laterales a $\pm FRP$ y $\pm 2FRP$ pueden ser empleadas simultáneamente para la codificación con la misma información de código para diferentes transmisores usando el mismo dispositivo. El patrón de variaciones del espectro observado en la Fig. 1 está determinado por la suma de los términos en (2) y para este caso fue generado por un código con 17 chips.

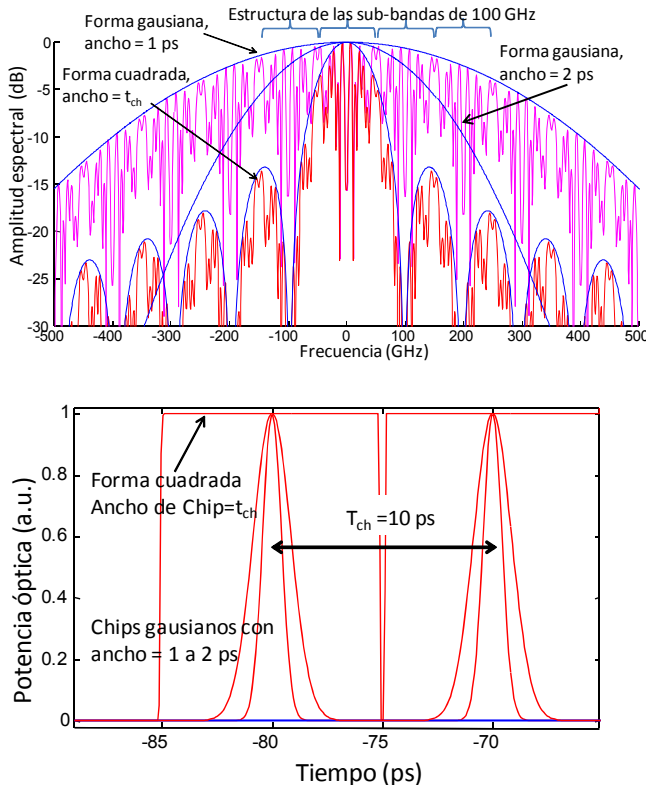


Fig. 1. Propuesta de Multi-Banda por reducción del ancho de chip (arriba). Detalle de los chips en el dominio temporal (abajo).

III. VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL DE LA COD/DECODIFICACIÓN MULTI-BANDA

La cod/decodificación multi-banda (MB) se verificó experimentalmente empleando el sistema mostrado en la Fig.

2. Seis cod/decodificadores MB_SSFBG (2 codificadores y 4 decodificadores) fueron fabricados chip a chip con un patrón de franjas UV focalizadas de forma gaussiana (~ 0.2 mm aprox.) para proporcionar chips con ancho reducido comparado con la separación entre chips que fue fijada en 1 mm ($t_{ch}=10ps$).

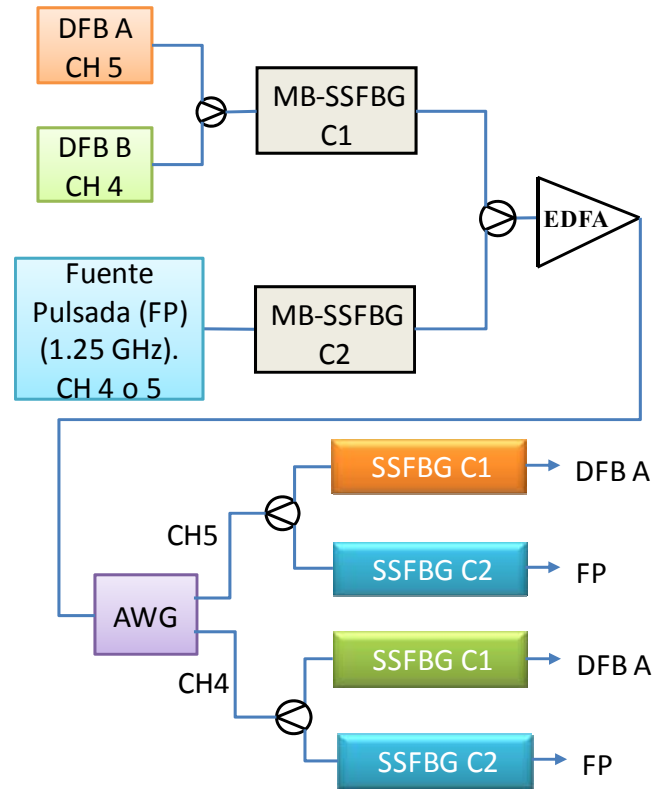


Fig. 2. Diagrama de Bloques del sistema.

La Fig. 3 muestra la caracterización espectral. De allí podemos inferir claramente que el período de repetición espectral es de 100 GHz (0.8 nm) y el lento decaimiento de la envolvente, inferior a 2 dB a 0.8 nm y de máximo 4 dB a los 1.6 nm. Los seis MB-SSFBG están alimentados a través de circuladores y están puestos en cajas controladoras de temperatura para compensar las posibles desintonías introducidas en el momento de su fabricación y para asegurar una operación estable.

Como se puede ver en la Fig. 3 los pares cod/decodificador C1*C1c y C2*C2c deben ser perfectamente igualadas en frecuencia para una reconstrucción óptima del ACP. Sin embargo, la señal de correlación cruzada entre C1 y C2 no se incrementa con las desintonías en frecuencia permitiendo un grado añadido de flexibilidad [5]. Nótese que el ancho de banda espectral obtenido puede ser usado para codificar una señal pulsada dentro de un solo canal (como en el sistema estándar), o ser dividido en sub-bandas, como se propone aquí, en un sistema WDM-OCDMA usando fuentes ópticas estrechas. El número factible de sub-bandas depende del ancho de banda de la envolvente (la inversa de la duración efectiva del chip fabricado) y del FRP (0.8 nm en este caso controlado por la separación entre chips). También se debe observar que no hay una relación fija entre la posición de las sub-bandas, el ancho y el patrón espectral de los cod/decodificadores multi-

banda (solo un perfecto ajuste entre pares cod/decodificador). Esto significa que no necesariamente se debe hacer coincidir el lóbulo principal de un dispositivo con el otro si no que basta con un perfecto alineamiento entre los lóbulos, cualquiera que ellos sean.

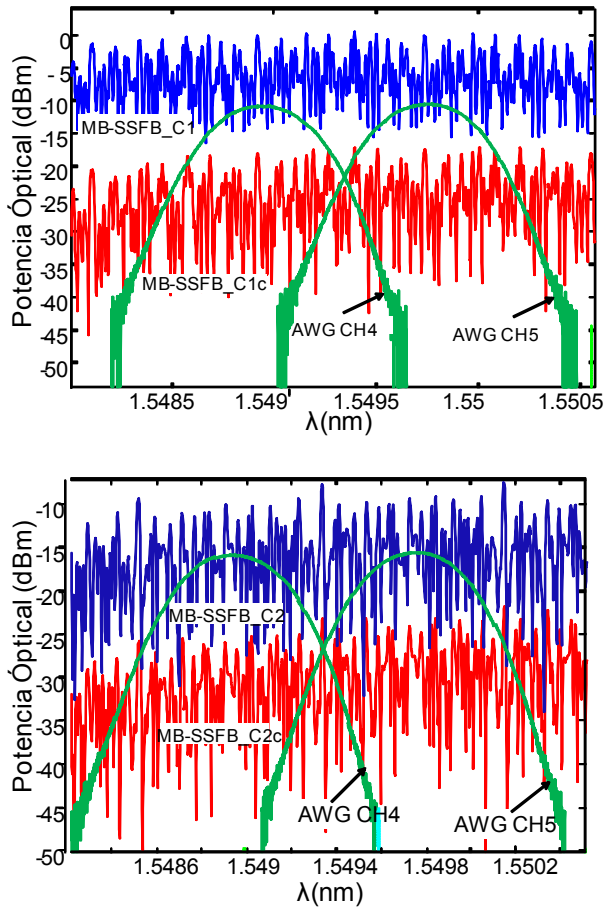


Fig. 3. Espectro de los cod/decodificadores Multi-Banda. Arriba: MB_SSFBG (C1) y MB_SSFBG (C1c). Abajo: MB_SSFBG (C2) y MB_SSFBG (C2c).

En este experimento se usaron dos canales adyacentes de una matriz de guía de ondas ópticas (AWG) (Fig. 3) con un espaciado entre canales de 0.8 nm y 0.4 nm de ancho de banda a 3dB (canales llamados CH4 y CH5).

Se emplearon tres fuente ópticas: dos láseres DFB los cuales son pulsados, modulándolos directamente cerca al nivel de umbral del laser [6], a 1.25 Gp/s, y un laser pulsado (Mode Locked Laser (MLL)) a una tasa de 5 Gp/s antes de ser diezclado usando un generador de patrón de pulsos (PPG) el cual reduce la tasa de pulso a 1.25 Gp/s. Los DFBs (A y B) fueron combinados con acopladores 50/50 y sintonizados a la longitud de onda de las dos sub-bandas (CH4 y CH5). La fuente MLL fue sintonizada alternativamente en el CH4 o CH5 para compartir la banda con los DFBs.

Las señales de los DFBs A y B fueron codificador con el mismo MB_SSFBG (C1) cubriendo diferentes porciones del espectro y la señal del MLL fue codificada con un dispositivo diferente MB_SSFBG (C2) empleando alternativamente el CH4 y el CH5 como ya se había indicado. Este mismo principio puede ser aplicado para un mayor número de sub-bandas, siendo eso sí, afectado por las pérdidas de inserción adicionales dadas por el suave

decaimiento de la envolvente del codificador multibanda. Después de codificadas las señales son transmitidas y finalmente redireccionadas a los diferentes nodos ópticos remotos para su demultiplexación en longitud de onda, tal como se hace en una red óptica con arquitectura WDM pasiva convencional. La Fig. 4 muestra el espectro de los DFBs y la señal del MLL (para el caso en que esta sintonizado en CH5) a la salida del AWG. El trazo de la fuente MLL fue desplazado hacia abajo 10 dB para una mejor comparación.

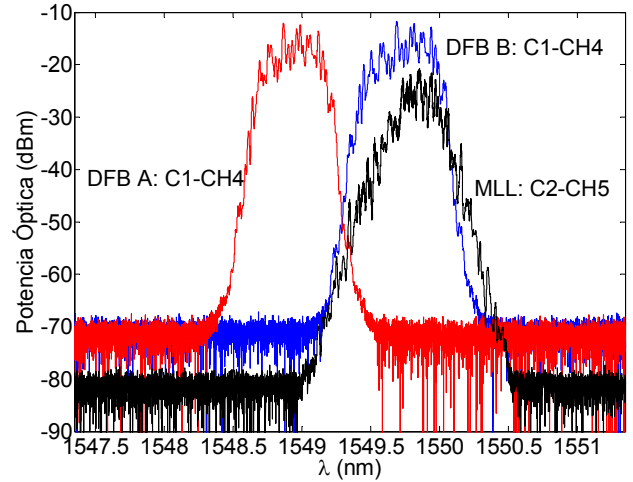


Fig. 4. Espectro de las señales codificadas a la salida del AWG.

Los procesos de cod/decodificación fueron verificados mediante la recuperación de la señal pulsada de entrada que proviene de las diferentes fuentes. En la Fig. 5 se muestra el Pico de autocorrelación (ACP) para la pareja (C1*C1c & C2*C2c) y la señal de correlación cruzada (XC) (C2*C1c & C1*C2c) en cada uno de los canales. Para el decodificador del nodo remoto se han empleado dispositivos multibanda (C1c and C2c), pero en este caso se uso una sola sub-banda porque la señal del nodo remoto viene después de ser filtrada por el AWG. No obstante, en el escenario de una red general las ventajas del decodificador multibanda podrían ser explotadas en diferentes formas sin limitaciones en banda del dispositivo decodificador. Los ACP en cada caso fueron ajustados en potencia para que las relaciones de ACP/XC se pudiesen comparar bajo las mismas condiciones de interferencia, la cual fue para el peor de los casos cercana a los 10 dB. Aunque se esperaría obtener altas relaciones de ACP/XC para un código bipolar de 63 chips, el montaje experimental empleado está limitado por el ancho de pulso emitido por los DFBs (~30 ps), los cuales son mucho mayores que el tiempo de chip (~10 ps) y también por la limitación en ancho de banda del osciloscopio de muestreo empleado para las mediciones (80 GHz).

La Fig. 6 muestra adicionalmente las secuencias transmitidas después del segundo divisor de potencia donde cada fuente fue conmutada consecutivamente. Note como el codificador MB_SSFBG C1 entrega una secuencia codificada idéntica para los pulsos centrados a la longitud de onda de los canales 4 y 5.

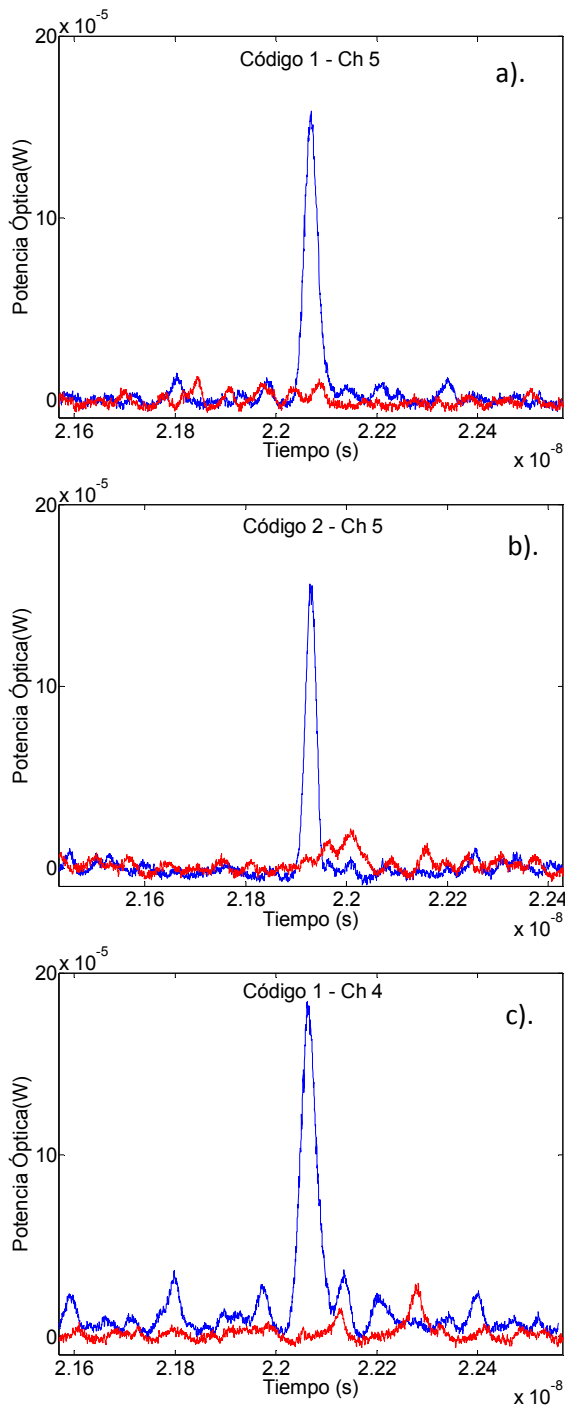


Fig. 5. a) ACP (C1*C1c) y XC (C2*C1c) en el CH5, b) ACP (C2*C2c) y XC (C1*C2c) en el CH5, c) ACP (C1*C1c) y XC (C2*C1c) en el CH4.

Se puede observar en la Fig. 6 que todas las señales codificadas presentan fuertes variaciones en amplitud las cuales no se deben al codificador ya que los dispositivos tienen grabado un código bipolar en fase y por lo tanto no imprime ninguna información en amplitud. Este efecto se debe a la interferencia entre chips adyacentes con cambios de fase 0 a π (o viceversa) y es causado porque el ancho de pulso de la señal de los láseres es mucho mayor que el tiempo de separación entre chips que habíamos citado anteriormente. Aunque esta situación deteriora la respuesta de los cod/decodificadores no afecta el concepto de la cod/decodificación multi-banda que aquí se quiere mostrar.

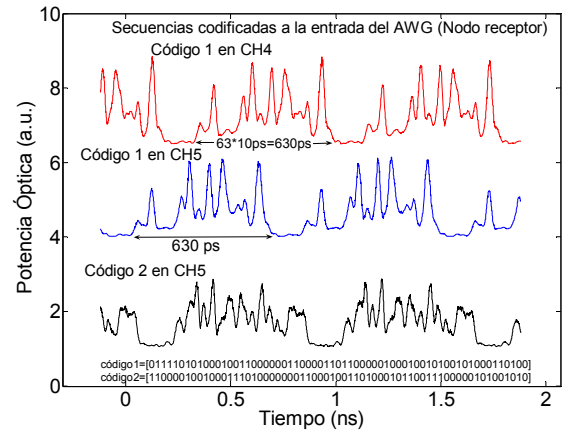


Fig. 6. Señal de ACP después de transmitirse a través de diferentes longitudes de fibra.

IV. CONCLUSIONES

Se ha propuesto, fabricado y demostrado experimentalmente un cod/decodificador multicanal de banda ancha para aplicaciones en sistemas WDM-OCDMA de tipo coherente en secuencia directa. La operación del dispositivo está basada en SSFBGs con chips cortos en comparación con la separación entre ellos. El dispositivo obtenido presenta un envolvente de banda ancha y un patrón espectral periódico dentro de lóbulo principal que puede ser empleado para la cod/decodificación de múltiples sub-bandas simultáneamente. Para la verificación experimental se fabricaron SSFBGs las cuales llevaban impreso un código bipolar de 63 chips con una separación entre chips de 1 mm que proporcionan y una canalización en sub-bandas ITU de 100 GHz. El dispositivo cod/decodificador final presenta más de 4x100GHz sub-bandas con una penalización por pérdidas de inserción de entre 3-4 dB desde el centro a las bandas laterales.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue financiado por el Plan Nacional de I+D+i Español, proyecto TEC 2009-12169 y por la Generalitat Valenciana bajo el proyecto ACOMP/2010/023.

REFERENCIAS

- [1] X. Wang, N. Wada, "Experimental Demonstration of OCDMA Traffic Over Optical Packet Switching Network With Hybrid PLC and SSFBG En/Decoders", *J. Light. Technol.*, vol. 24, pp. 3012, 2006.
- [2] K. Matsushima et al., "Experimental demonstration of performance improvement of 127-chip SSFBG en/decoder using apodization technique," *P. T. L., IEEE*, vol.16, no.9, pp.2192-2194, Sept. 2004
- [3] Wada, N.; Chujo, W.; Kitayama, K.; , "1.28 Tbit/s (160 Gbit/s x 8 wavelengths) throughput variable length packet switching using optical code based label switch", *Optical Communication*, 2001. ECOC '01. 27th European Conference on , vol.6, no., pp. 62- 63 vol.6, 2001
- [4] P. C. Teh, et al., "Demonstration of a Four-Channel WDM/OCDMA System Using 255-Chip 320-Gchip/s Quaternary Phase Coding Gratings," *IEEE Photon. Technol. Lett.* Vol. 14, pp. 227-229, 2002.
- [5] Pastor, D.; Amaya, W. and Garcia-Olcina, R. "Coherent direct sequence optical code multiple Access encoding-decoding efficiency vs wavelength detuning", *Optics Letters*, vol 32, pp. 1896-1898, 2007
- [6] Pastor, D.; Amaya, W.; Garcia-Olcina, R.; , "Coherent Direct Sequence optical en/decoding employing low cost DFB lasers with narrow optical band consumption - towards realizable photonic label switching", *Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2010 12th International Conference on , vol., no., pp.1-4, June 27 2010-July 1 2010.